

(19)



Евразийское
патентное
ведомство

(11) 037268

(13) B1

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ЕВРАЗИЙСКОМУ ПАТЕНТУ

(45) Дата публикации и выдачи патента
2021.03.01

(21) Номер заявки
201891449

(22) Дата подачи заявки
2011.12.01

(51) Int. Cl. *H04B 7/0456* (2017.01)

(54) СПОСОБ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ И ПЕРЕДАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО

(31) 2010-276457; 2010-293114; 2011-035085;
2011-093543; 2011-102098; 2011-140746

(32) 2010.12.10; 2010.12.28; 2011.02.21;
2011.04.19; 2011.04.28; 2011.06.24

(33) JP

(43) 2019.03.29

(62) 201690305; 2011.12.01

(71)(73) Заявитель и патентовладелец:
САН ПЭТЕНТ ТРАСТ (US)

(72) Изобретатель:
Мураками Ютака, Кимура Томохиро,
Оути Микихиро (JP)

(74) Представитель:
Медведев В.Н. (RU)

(56) JP-A-2009171155
US-A1-20100189191
CN-A-101578779
WO-A1-2010038474

(57) Раскрывается схема передачи для передачи первого модулированного сигнала и второго модулированного сигнала одновременно на одинаковой частоте. В соответствии со схемой передачи блок умножения на вес предварительного кодирования умножает вес предварительного кодирования на основополосный сигнал после первого отображения и на основополосный сигнал после второго отображения и выводит первый модулированный сигнал и второй модулированный сигнал. В блоке умножения на вес предварительного кодирования постоянно переключаются веса предварительного кодирования.

B1

037268

037268

B1

Область техники, к которой относится изобретение

Данная заявка основывается на заявках на патент № 2010-276457, № 2010-293114, № 2011-035085, № 2011-093543, № 2011-102098 и № 2011-140746, поданных в Японии, содержание которых включается в этот документ путем отсылки.

Настоящее изобретение относится к схеме предварительного кодирования, устройству предварительного кодирования, схеме передачи, устройству передачи, схеме приема и устройству приема, которые осуществляют связь, в частности, с использованием нескольких антенн.

Уровень техники

Система со многими входами и выходами (MIMO) является традиционным примером схемы связи, использующей несколько антенн. При связи с несколькими антеннами, образцом которой является MIMO, несколько сигналов передачи модулируются, и каждый модулированный сигнал передается из разной антенны одновременно с другими, чтобы увеличить скорость передачи данных.

Фиг. 28 показывает пример структуры устройства передачи и приема, когда количество передающих антенн равно двум, количество приемных антенн равно двум и количество модулированных сигналов для передачи (потоков передачи) равно двум. В устройстве передачи кодированные данные перемежаются, перемеженные данные модулируются и выполняется преобразование частоты и т.п., чтобы сформировать сигналы передачи, и сигналы передачи передаются из антенн. В этом случае схемой для одновременной передачи разных модулированных сигналов из разных передающих антенн одновременно и на одинаковой частоте является система MIMO с пространственным мультиплексированием. В этом смысле в патентной литературе 1 предложено использовать устройство передачи, снабженное разным шаблоном перемежения для каждой передающей антенны. Другими словами, устройство передачи на фиг. 28 имело бы два разных шаблона перемежения с соответствующими перемежениями (па, пб). Как показано в непатентной литературе 1 и непатентной литературе 2, качество приема повышается в устройстве приема путем итеративного выполнения схемы обнаружения, которая использует гибкие значения (детектор MIMO на фиг. 28).

Модели фактических сред распространения при беспроводной связи включают в себя отсутствие прямой видимости (NLOS), образцом которого является среда с релейским замиранием, и прямую видимость (LOS), образцом которой является среда замирания с распределением Райса. Когда устройство передачи передает одиночный модулированный сигнал, и устройство приема выполняет суммирование дифференциально взвешенных сигналов над сигналами, принятыми множеством антенн, а затем демодулирует и декодирует сигнал, происходящий в результате суммирования дифференциально взвешенных сигналов, можно добиться отличного качества приема в среде LOS, в частности в среде, где коэффициент Райса большой, который указывает отношение принимаемой мощности прямых волн к принимаемой мощности рассеянных волн. Однако в зависимости от системы передачи (например, системы MIMO с пространственным мультиплексированием) возникает проблема в том, что качество приема ухудшается с увеличением коэффициента Райса (см. непатентную литературу 3).

Фиг. 29А и 29В показывают пример результатов моделирования характеристик частоты появления ошибочных разрядов (BER) (вертикальная ось: BER, горизонтальная ось: отношение сигнал-шум (SNR)) для данных, кодированных кодом с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) и переданных по системе MIMO с пространственным мультиплексированием 2×2 (две передающие антенны, две приемные антенны) в среде с релейским замиранием и среде замирания с распределением Райса при коэффициентах Райса $K=3$, 10 и 16 дБ. Фиг. 29А показывает характеристики BER у логарифма максимума априорной вероятности (APP) без итеративного обнаружения (см. непатентную литературу 1 и непатентную литературу 2), а фиг. 29В показывает характеристики BER у логарифма максимума APP с итеративным обнаружением (см. непатентную литературу 1 и непатентную литературу 2) (количество итераций: пять). Как понятно из фиг. 29А и 29В, независимо от того, выполняется ли итеративное обнаружение, качество приема в системе MIMO с пространственным мультиплексированием ухудшается с увеличением коэффициента Райса. Соответственно понятно, что уникальная проблема "ухудшения качества приема при стабилизации среды распространения в системе MIMO с пространственным мультиплексированием", которая не существует в традиционной системе передачи с одиночным сигналом модуляции, возникает в системе MIMO с пространственным мультиплексированием.

Широковещательная или многоадресная связь является услугой, ориентированной на пользователей в прямой видимости. Среда распространения радиоволн между вещательной станцией и устройствами приема, принадлежащими пользователям, часто является средой LOS. При использовании системы MIMO с пространственным мультиплексированием, имеющей вышеупомянутую проблему, для широковещательной или многоадресной связи может возникнуть ситуация, в которой принимаемая напряженность электрического поля высокая на устройстве приема, но ухудшение качества приема делает невозможным прием услуги. Другими словами, чтобы использовать систему MIMO с пространственным мультиплексированием в широковещательной или многоадресной связи в среде NLOS и среде LOS, нужна разработка системы MIMO, которая предлагает некоторую степень качества приема.

Непатентная литература 8 описывает схему для выбора кодовой книги, используемой в предвари-

тельном кодировании (то есть матрицы предварительного кодирования, также называемой весовой матрицей предварительного кодирования), на основе информации обратной связи от партнера по связи. Однако непатентная литература 8 совсем не раскрывает схему для предварительного кодирования в среде, в которой информацию обратной связи нельзя получить от партнера по связи, например, в вышеупомянутой широкополосной или многоадресной связи.

С другой стороны, непатентная литература 4 раскрывает схему для переключения матрицы предварительного кодирования со временем. Эта схема может применяться, даже когда никакая информация обратной связи не доступна. Непатентная литература 4 раскрывает использование унитарной матрицы в качестве матрицы для предварительного кодирования и переключение унитарной матрицы случайным образом, но совсем не раскрывает схему, применимую к ухудшению качества приема в вышеописанной среде LOS. Непатентная литература 4 просто излагает переключение между матрицами предварительного кодирования случайным образом. Очевидно, что непатентная литература 4 вообще не упоминает схему предварительного кодирования, или структуру матрицы предварительного кодирования, для устранения ухудшения качества приема в среде LOS.

Список источников

Патентная литература 1: WO 2005/050885.

Непатентная литература 1: "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel", IEEE Transaction on Communications, том 51, № 3, стр. 389-399, март 2003 г.

Непатентная литература 2: "Performance analysis and design optimization of LDPC-coded MIMO OFDM systems", IEEE Trans. Signal Processing, том 52, № 2, стр. 348-361, февраль 2004 г.

Непатентная литература 3: "BER performance evaluation in 2x2 MIMO spatial multiplexing systems under Rician fading channels", IEICE Trans. Fundamentals, том E91-A, № 10, стр. 2798-2807, октябрь 2008 г.

Непатентная литература 4: "Turbo space-time codes with time varying linear transformations", IEEE Trans. Wireless communications, том 6, № 2, стр. 486-493, февраль 2007 г.

Непатентная литература 5: "Likelihood function for QR-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance", IEICE Trans. Commun., том E88-B, № 1, стр. 47-57, январь 2004 г.

Непатентная литература 6: "A tutorial on 'parallel concatenated (Turbo) coding', 'Turbo (iterative) decoding' and related topics", The Institute of Electronics, Information, and Communication Engineers, Technical Report IT 98-51.

Непатентная литература 7: "Advanced signal processing for PLCs: Wavelet-OFDM", Proc. of IEEE International symposium on ISPLC 2008, стр. 187-192, 2008 г.

Непатентная литература 8: D. J. Love и R. W. Heath, Jr., "Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems", IEEE Trans. Inf. Theory, том 51, № 8, стр. 2967-2976, август 2005 г.

Непатентная литература 9: DVB Document A122, Framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system, (DVB-T2), июнь 2008 г.

Непатентная литература 10: L. Vangelista, N. Benvenuto и S. Tomasin, "Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2", IEEE Commun. Magazine, том 47, № 10, стр. 146-153, октябрь 2009 г.

Непатентная литература 11: T. Ohgane, T. Nishimura и Y. Ogawa, "Application of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel", IEICE Trans. Commun., том 88-B, № 5, стр. 1843-1851, май 2005 г.

Непатентная литература 12: R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes", IRE Trans. Inform. Theory, IT-8, стр. 21-28, 1962 г.

Непатентная литература 13: D. J. C. Mackay, "Good error-correcting codes based on very sparse matrices", IEEE Trans. Inform. Theory, том 45, № 2, стр. 399-431, март 1999 г.

Непатентная литература 14: ETSI EN 302 307, "Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications", v. 1.1.2, июнь 2006 г.

Непатентная литература 15: Y.-L. Ueng и C.-C. Cheng, "A fast-convergence decoding method and memory-efficient VLSI decoder architecture for irregular LDPC codes in the IEEE 802.16e standards", IEEE VTC-2007 Fall, стр. 1255-1259.

Сущность изобретения

Техническая проблема

Цель настоящего изобретения - обеспечить систему MIMO, которая повышает качество приема в среде LOS.

Решение проблемы

Чтобы решить вышеупомянутую проблему, настоящее изобретение обеспечивает способ предварительного кодирования для формирования из множества сигналов, которые основываются на выбранной схеме модуляции и представлены синфазными составляющими и квадратурными составляющими, множества предварительно кодированных сигналов, которые одновременно передаются в одинаковой ширине полосы частот, и передачи сформированных предварительно кодированных сигналов, причем способ предварительного кодирования содержит: выбор одной весовой матрицы предварительного кодирования

из множества весовых матриц предварительного кодирования путем постоянного переключения между матрицами; и формирование множества предварительно кодированных сигналов путем умножения выбранной весовой матрицы предварительного кодирования на множество сигналов, которые основываются на выбранной схеме модуляции, причем множество весовых матриц предварительного кодирования является девятью матрицами, выраженными в виде Уравнений 339-347 с использованием положительного вещественного числа a (подробности описываются ниже).

В соответствии с каждой особенностью вышеупомянутого изобретения, передаются и принимаются предварительно кодированные сигналы, которые формируются с помощью предварительного кодирования сигналов с использованием одной весовой матрицы предварительного кодирования, выбранной из множества весовых матриц предварительного кодирования путем постоянного переключения между матрицами. Таким образом, весовая матрица предварительного кодирования, используемая в предварительном кодировании, является любой из множества весовых матриц предварительного кодирования, которые заранее установлены. Это позволяет повысить качество приема в среде LOS на основе исполнения множества весовых матриц предварительного кодирования.

Преимущества изобретения

С помощью вышеупомянутой структуры настоящее изобретение обеспечивает способ предварительного кодирования, устройство предварительного кодирования, способ передачи, способ приема, устройство передачи и устройство приема, которые устраняют ухудшение качества приема в среде LOS, посредством этого предоставляя высококачественную услугу пользователям LOS во время широкополосной или многоадресной связи.

Краткое описание чертежей

Фиг. 1 - пример структуры устройства передачи и устройства приема в системе MIMO с пространственным мультиплексированием.

Фиг. 2 - пример структуры кадра.

Фиг. 3 - пример структуры устройства передачи при выборе схемы переключения между весами предварительного кодирования.

Фиг. 4 - пример структуры устройства передачи при выборе схемы переключения между весами предварительного кодирования.

Фиг. 5 - пример структуры кадра.

Фиг. 6 - пример схемы переключения между весами предварительного кодирования.

Фиг. 7 - пример структуры устройства приема.

Фиг. 8 - пример структуры блока обработки сигналов в устройстве приема.

Фиг. 9 - пример структуры блока обработки сигналов в устройстве приема.

Фиг. 10 показывает схему декодирующей обработки.

Фиг. 11 - пример условий приема.

Фиг. 12A и 12B - примеры характеристик BER.

Фиг. 13 - пример структуры устройства передачи при выборе схемы переключения между весами предварительного кодирования.

Фиг. 14 - пример структуры устройства передачи при выборе схемы переключения между весами предварительного кодирования.

Фиг. 15A и 15B - примеры структуры кадра.

Фиг. 16A и 16B - примеры структуры кадра.

Фиг. 17A и 17B - примеры структуры кадра.

Фиг. 18A и 18B - примеры структуры кадра.

Фиг. 19A и 19B - примеры структуры кадра.

Фиг. 20 показывает положения точек плохого качества приема.

Фиг. 21 показывает положения точек плохого качества приема.

Фиг. 22 - пример структуры кадра.

Фиг. 23 - пример структуры кадра.

Фиг. 24A и 2 4B - примеры схем отображения.

Фиг. 25A и 2 5B - примеры схем отображения.

Фиг. 26 - пример структуры взвешивающего блока.

Фиг. 27 - пример схемы для переупорядочения символов.

Фиг. 28 - пример структуры устройства передачи и устройства приема в системе MIMO с пространственным мультиплексированием.

Фиг. 29A и 29B - примеры характеристик BER.

Фиг. 30 - пример системы MIMO с пространственным мультиплексированием 2x2.

Фиг. 31A и 31B показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 32 показывает положения точек плохого приема.

Фиг. 33A и 33B показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 34 показывает положения точек плохого приема.

Фиг. 35A и 35B показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 36 показывает пример характеристик минимального расстояния у точек плохого приема в мнимой плоскости.

Фиг. 37 показывает пример характеристик минимального расстояния у точек плохого приема в мнимой плоскости.

Фиг. 38А и 38В показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 39А и 39В показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 40 - пример структуры устройства передачи в Варианте 7 осуществления.

Фиг. 41 - пример структуры кадра модулированного сигнала, переданного устройством передачи.

Фиг. 42А и 42В показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 43А и 43В показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 44А и 44В показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 45А и 45В показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 46А и 46В показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 47А и 47В - примеры структуры кадра во временной и частотной областях.

Фиг. 48А и 48В - примеры структуры кадра во временной и частотной областях.

Фиг. 49 показывает схему обработки сигналов.

Фиг. 50 показывает структуру модулированных сигналов при использовании пространственно-временного блочного кодирования.

Фиг. 51 - подробный пример структуры кадра во временной и частотной областях.

Фиг. 52 - пример структуры устройства передачи.

Фиг. 53 - пример структуры блоков #1-#М формирования модулированного сигнала на фиг. 52.

Фиг. 54 показывает структуру относящихся к OFDM процессоров (5207_1 и 5207_2) на фиг. 52.

Фиг. 55А и 55В - подробные примеры структуры кадра во временной и частотной областях.

Фиг. 56 - пример структуры устройства приема.

Фиг. 57 показывает структуру относящихся к OFDM процессоров (5600_X и 5600_Y) на фиг. 56.

Фиг. 58А и 58В - подробные примеры структуры кадра во временной и частотной областях.

Фиг. 59 - пример вещательной системы.

Фиг. 60А и 60В показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 61 - пример структуры кадра.

Фиг. 62 - пример структуры кадра во временной и частотной области.

Фиг. 63 - пример структуры устройства передачи.

Фиг. 64 - пример структуры кадра в частотной и временной области.

Фиг. 65 - пример структуры кадра.

Фиг. 66 - пример схемы размещения символов.

Фиг. 67 - пример схемы размещения символов.

Фиг. 68 - пример схемы размещения символов.

Фиг. 69 - пример структуры кадра.

Фиг. 70 показывает структуру кадра во временной и частотной области.

Фиг. 71 - пример структуры кадра во временной и частотной области.

Фиг. 72 - пример структуры устройства передачи.

Фиг. 73 - пример структуры устройства приема.

Фиг. 74 - пример структуры устройства приема.

Фиг. 75 - пример структуры устройства приема.

Фиг. 76А и 76В показывают примеры структуры кадра в частотно-временной области.

Фиг. 77А и 77В показывают примеры структуры кадра в частотно-временной области.

Фиг. 78А и 78В показывают результат распределения матриц предварительного кодирования.

Фиг. 79А и 79В показывают результат распределения матриц предварительного кодирования.

Фиг. 80А и 80В показывают результат распределения матриц предварительного кодирования.

Фиг. 81 - пример структуры блока обработки сигналов.

Фиг. 82 - пример структуры блока обработки сигналов.

Фиг. 83 - пример структуры устройства передачи.

Фиг. 84 показывает общую структуру цифровой вещательной системы.

Фиг. 85 - блок-схема, показывающая пример структуры устройства приема.

Фиг. 86 показывает структуру мультиплексированных данных.

Фиг. 87 схематически показывает, как каждый поток мультиплексируется в мультиплексированные данные.

Фиг. 88 подробнее показывает, как видеопоток сохраняется в последовательности пакетов PES.

Фиг. 89 показывает структуру пакета TS и исходного пакета в мультиплексированных данных.

Фиг. 90 показывает структуру данных PMT.

Фиг. 91 показывает внутреннюю структуру информации о мультиплексированных данных.

Фиг. 92 показывает внутреннюю структуру информации об атрибутах потока.

Фиг. 93 - структурная схема видеодисплея и устройства вывода звука.

- Фиг. 94 - пример расположения сигнальных точек для 16QAM.
 Фиг. 95 - пример расположения сигнальных точек для QPSK.
 Фиг. 96 показывает блок переключения основополосного сигнала.
 Фиг. 97 показывает количество символов и количество временных интервалов.
 Фиг. 98 показывает количество символов и количество временных интервалов.
 Фиг. 99А и 99В показывают структуру кадра.
 Фиг. 100 показывает количество временных интервалов.
 Фиг. 101 показывает количество временных интервалов.
 Фиг. 102 показывает PLP во временной и частотной области.
 Фиг. 103 показывает структуру PLP.
 Фиг. 104 показывает PLP во временной и частотной области.
 Фиг. 105 схематически показывает абсолютные значения логарифмического отношения правдоподобия, полученные устройством приема.
 Фиг. 106 схематически показывает абсолютные значения логарифмического отношения правдоподобия, полученные устройством приема.
 Фиг. 107 - пример структуры блока обработки сигналов, принадлежащего блоку объединения со взвешиванием.
 Фиг. 108 - пример структуры блока обработки сигналов, принадлежащего блоку объединения со взвешиванием.
 Фиг. 109 - пример расположения сигнальных точек на плоскости I-Q для 64QAM.
 Фиг. 110 показывает диаграмму, относящуюся к матрицам предварительного кодирования.
 Фиг. 111 показывает диаграмму, относящуюся к матрицам предварительного кодирования.
 Фиг. 112 - пример структуры блока обработки сигналов, принадлежащего блоку объединения со взвешиванием.
 Фиг. 113 - пример структуры блока обработки сигналов, принадлежащего блоку объединения со взвешиванием.
 Фиг. 114 показывает диаграмму, относящуюся к матрицам предварительного кодирования.
 Фиг. 115 показывает диаграмму, относящуюся к матрицам предварительного кодирования.
 Фиг. 116 - пример структуры блока обработки сигналов, принадлежащего блоку объединения со взвешиванием.
 Фиг. 117 - пример расположения сигнальных точек.
 Фиг. 118 показывает взаимосвязь положений сигнальных точек.
 Фиг. 119 - пример расположения сигнальных точек.
 Фиг. 120 - пример структуры блока формирования сигналов.
 Фиг. 121 показывает синфазные составляющие и квадратурные составляющие основополосных сигналов.
 Фиг. 122 - пример структуры блока формирования сигналов.
 Фиг. 123 - пример структуры блока формирования сигналов.
 Фиг. 124 показывает синфазные составляющие и квадратурные составляющие основополосных сигналов.
 Фиг. 125 - пример структуры блока формирования сигналов.
 Фиг. 126 - пример структуры блока формирования сигналов.

Описание вариантов осуществления изобретения

Нижеследующее описывает варианты осуществления настоящего изобретения со ссылкой на чертежи.

Вариант 1 осуществления.

Нижеследующее описывает схему передачи, устройство передачи, схему приема и устройство приема из настоящего варианта осуществления.

Перед описанием настоящего варианта осуществления предоставляется обзор схемы передачи и схемы декодирования в традиционной системе MIMO с пространственным мультиплексированием.

Фиг. 1 показывает структуру системы MIMO с пространственным мультиплексированием размера $N_t \times N_r$. Кодированная и перемежаемая информационный вектор z . В качестве выхода перемежения получается кодированный двоичный вектор $u = (u_1, \dots, u_{N_t})$. Отметим, что $u_i = (u_{i1}, \dots, u_{iM})$ (где M - количество рядов передачи в расчете на символ). Пусть вектор передачи $s = (s_1, \dots, s_{N_t})^T$ и сигнал передачи от передающей антенны #1 будут представлены в виде $s_i = \text{map}(u_i)$, тогда нормализованная энергия передачи представляется в виде $E\{|s_i|^2\} = E_s/N_t$ (причем E_s является полной энергией в расчете на канал). Кроме того, пусть принятым вектором будет $y = (y_1, \dots, y_{N_r})^T$, тогда принятый вектор представляется как в уравнении 1.

Математическое выражение 1. Уравнение 1

$$\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_{N_r})^T \\ = \mathbf{H}_{N_t N_r} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

В этом уравнении $\mathbf{H}_{N_t N_r}$ является матрицей канала, $\mathbf{n}=(n_1, \dots, n_{N_r})^T$ является вектором помех, а n_i является н.о.р. комплексными случайными гауссовскими помехами со средним значением 0 и дисперсией σ^2 . Из взаимосвязи между символами передачи и символами приема, которая выводится на устройстве приема, вероятность для принятого вектора может быть предоставлена в виде многомерного гауссова распределения, как в уравнении 2.

Математическое выражение 2. Уравнение 2

$$p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N_r}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2\right)$$

Здесь рассматривается устройство приема, которое выполняет итеративное декодирование, состоящее из внешнего декодера с мягким входом/выходом (мягким решением) и детектора MIMO, как на фиг. 1. Вектор логарифмического отношения правдоподобия (L-значение) на фиг. 1 представляется в виде уравнений 3-5.

Математическое выражение 3. Уравнение 3

$$L(\mathbf{u}) = (L(u_1), \dots, L(u_{N_t}))^T$$

Математическое выражение 4. Уравнение 4

$$L(\mathbf{u}_t) = (L(u_{t1}), \dots, L(u_{tM}))$$

Математическое выражение 5. Уравнение 5

$$L(u_{ij}) = \ln \frac{P(u_{ij} = +1)}{P(u_{ij} = -1)}$$

Схема итеративного обнаружения

Нижеследующее описывает итеративное обнаружение сигналов MIMO в системе MIMO с пространственным мультиплексированием $N_t \times N_r$.

Логарифмическое отношение правдоподобия u_{mn} задается как в уравнении 6.

Математическое выражение 6. Уравнение 6

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{P(u_{mn} = +1 | \mathbf{y})}{P(u_{mn} = -1 | \mathbf{y})}$$

По теореме Байеса Уравнение 6 может выражаться в виде уравнения 7.

Математическое выражение 7. Уравнение 7

$$\begin{aligned} L(u_{mn} | \mathbf{y}) &= \ln \frac{p(\mathbf{y} | u_{mn} = +1) P(u_{mn} = +1) / p(\mathbf{y})}{p(\mathbf{y} | u_{mn} = -1) P(u_{mn} = -1) / p(\mathbf{y})} \\ &= \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \ln \frac{p(\mathbf{y} | u_{mn} = +1)}{p(\mathbf{y} | u_{mn} = -1)} \\ &= \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \ln \frac{\sum_{\mathbf{u}_{mn,+1}} p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) p(\mathbf{u} | u_{mn})}{\sum_{\mathbf{u}_{mn,-1}} p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) p(\mathbf{u} | u_{mn})} \end{aligned}$$

Пусть $U_{mn,\pm 1} = \{u | u_{mn} = \pm 1\}$. Приближенно выражая $\ln \sum a_j \sim \max \ln a_j$, приближенное выражение уравнения 7 можно найти как уравнение 8. Отметим, что вышеприведенный символ " $\sim$ " указывает приближение.

Математическое выражение 8. Уравнение 8

$$\begin{aligned} L(u_{mn} | \mathbf{y}) &\approx \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \max_{U_{mn,+1}} \{ \ln p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) + P(\mathbf{u} | u_{mn}) \} \\ &\quad - \max_{U_{mn,-1}} \{ \ln p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) + P(\mathbf{u} | u_{mn}) \} \end{aligned}$$

$P(\mathbf{u} | u_{mn})$ и $\ln P(\mathbf{u} | u_{mn})$ в уравнении 8 представляются следующим образом.

Математическое выражение 9. Уравнение 9

$$\begin{aligned} P(\mathbf{u} | u_{mn}) &= \prod_{(ij) \neq (mn)} P(u_{ij}) \\ &= \prod_{(ij) \neq (mn)} \frac{\exp\left(\frac{u_{ij} L(u_{ij})}{2}\right)}{\exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right)} \end{aligned}$$

Математическое выражение 10. Уравнение 10

$$\ln P(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn}) = \left(\sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right) - \ln P(\mathbf{u}_{mn})$$

Математическое выражение 11. Уравнение 11

$$\begin{aligned} \ln P(u_{ij}) &= \frac{1}{2} u_{ij} P(u_{ij}) - \ln \left(\exp \left(\frac{L(u_{ij})}{2} \right) + \exp \left(-\frac{L(u_{ij})}{2} \right) \right) \\ &\approx \frac{1}{2} u_{ij} L(u_{ij}) - \frac{1}{2} |L(u_{ij})| \quad \text{for } |L(u_{ij})| > 2 \\ &= \left| \frac{L(u_{ij})}{2} \right| (u_{ij} \operatorname{sign}(L(u_{ij})) - 1) \end{aligned}$$

Между прочим, логарифмическая вероятность в уравнении, заданном уравнением 2, представляется в уравнении 12.

Математическое выражение 12. Уравнение 12

$$\ln P(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = -\frac{N_r}{2} \ln(2\pi\sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2$$

Соответственно, из уравнений 7 и 13 апостериорное L-значение в максимуме апостериорной вероятности (MAP) или апостериорной вероятности (APP) представляется следующим образом.

Математическое выражение 13. Уравнение 13

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{\sum_{U_{mn,+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right\}}{\sum_{U_{mn,-1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right\}}$$

В дальнейшем это называется итеративным декодированием с APP. Из уравнений 8 и 12 в логарифмическом отношении правдоподобия, использующем логарифм максимального приближения (логарифм максимума APP), апостериорное L-значение представляется следующим образом.

Математическое выражение 14. Уравнение 14

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) \approx \max_{U_{mn,+1}} \{ \Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u})) \} - \max_{U_{mn,-1}} \{ \Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u})) \}$$

Математическое выражение 15. Уравнение 15

$$\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij})$$

В дальнейшем это называется итеративным декодированием с логарифмом максимума APP. Внешнюю информацию, необходимую в системе итеративного декодирования, можно найти путем вычитания априорных входных данных из уравнений 13 и 14.

Модель системы

Фиг. 28 показывает базовую структуру системы, которая имеет отношение к последующему описанию. Эта система является системой MIMO с пространственным мультиплексированием 2x2. Имеется внешний кодер для каждого из потоков А и В. Два внешних кодера являются одинаковыми кодерами LDPC. (Здесь структура, использующая кодеры LDPC в качестве внешних кодеров, описывается в качестве примера, но кодирование с исправлением ошибок, используемое внешним кодером, не ограничивается кодированием с LDPC. Настоящее изобретение может быть аналогичным образом реализовано с использованием другого кодирования с исправлением ошибок, например, турбокодирования, сверточного кодирования, сверточного кодирования с LDPC и т.п. Кроме того, каждый внешний кодер описывается как имеющий передающую антенну, но внешние кодеры не ограничиваются этой структурой. Может использоваться множество передающих антенн, и количество внешних кодеров может быть равно одному. Также может использоваться большее количество внешних кодеров, чем количество передающих антенн). Потоки А и В соответственно имеют перемежители (π_a , π_b). Здесь схемой модуляции является 2^h -QAM (с h разрядами, передаваемыми в одном символе).

Устройство приема выполняет итеративное обнаружение над вышеприведенными сигналами MIMO (итеративное декодирование с APP (или итеративное декодирование с логарифмом максимума APP)).

Декодирование кодов LDPC выполняется, например, путем декодирования суммы-произведения

Фиг. 2 показывает структуру кадра и перечисляет порядок символов после перемежения. В этом случае (i_a, j_a), (i_b, j_b) представляются следующими уравнениями.

Математическое выражение 16. Уравнение 16

$$(i_a, j_a) = \pi_a(\Omega_{ia,ja}^a)$$

Математическое выражение 17. Уравнение 17

$$(i_b, j_b) = \pi_b(\Omega_{ib,jb}^a)$$

В этом случае i_a, i_b указывают порядок символов после перемежения, j_a, j_b указывают позиции рядов ($j_a, j_b=1, \dots, h$) в схеме модуляции, π_a, π_b указывают перемежители для потоков А и В, и $\Omega_{ia,ja}^a$

$\Omega_{ib,jb}^b$ указывают порядок данных в потоках А и В до перемежения. Отметим, что фиг. 2 показывает структуру кадра для $i_a=i_b$.

Итеративное декодирование

Нижеследующее является подробным описанием алгоритмов для декодирования суммы-произведения, используемых при декодировании кодов LDPC и для итеративного обнаружения сигналов ММО в устройстве приема.

Декодирование суммы-произведения

Пусть двумерная $M \times N$ матрица $H = \{H_{mn}\}$ будет проверочной матрицей для кодов LDPC, которые предназначены для декодирования. Подмножества $A(m)$, $B(n)$ в множестве $[1, N] = \{1, 2, \dots, N\}$ задаются следующими уравнениями.

Математическое выражение 18. Уравнение 18

$$A(m) \equiv \{n : H_{mn} = 1\}$$

Математическое выражение 19. Уравнение 19

$$B(n) \equiv \{m : H_{mn} = 1\}$$

В этих уравнениях $A(m)$ представляет набор индексов столбцов с единицами (1) в m -ом столбце проверочной матрицы H , а $B(n)$ представляет набор индексов строк с единицами (1) в n -ой строке проверочной матрицы H . Алгоритм для декодирования суммы-произведения выглядит следующим образом.

Этап А1 (инициализация): пусть логарифмическое отношение правдоподобия β_{mn} априорного значения равно 0 для всех сочетаний (m, n) , удовлетворяющих $H_{mn}=1$. Предположим, что переменная цикла (количество итераций) $l_{\text{sum}}=1$, и максимальное количество циклов устанавливается в $l_{\text{sum, max}}$.

Этап А2 (обработка строк): логарифмическое отношение правдоподобия α_{mn} внешнего значения обновляется для всех сочетаний (m, n) , удовлетворяющих $H_{mn}=1$ в порядке $m=1, 2, \dots, M$, используя следующие обновляющие уравнения.

Математическое выражение 20. Уравнение 20

$$\alpha_{mn} = \left(\prod_{n' \in A(m) \setminus n} \text{sign}(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \times f \left(\sum_{n' \in A(m) \setminus n} f(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right)$$

Математическое выражение 21. Уравнение 21

$$\text{sign}(x) \equiv \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases}$$

Математическое выражение 22. Уравнение 22

$$f(x) \equiv \ln \frac{\exp(x) + 1}{\exp(x) - 1}$$

В этих уравнениях f представляет функцию Галлагера. Кроме того, схема поиска λ_n подробно описывается позже.

Этап А3 (обработка столбцов): логарифмическое отношение правдоподобия β_{mn} внешнего значения обновляется для всех сочетаний (m, n) , удовлетворяющих $H_{mn}=1$ в порядке $n=1, 2, \dots, N$, используя следующее обновляющее уравнение.

Математическое выражение 23. Уравнение 23

$$\beta_{mn} = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n}$$

Этап А4 (вычисление логарифмического отношения правдоподобия): логарифмическое отношение правдоподобия L_n находится для $n \in [1, N]$ по следующему Уравнению.

Математическое выражение 24. Уравнение 24

$$L_n = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n} + \lambda_n$$

Этап А5 (подсчет количества итераций): если $l_{\text{sum}} < l_{\text{sum, max}}$, то l_{sum} увеличивается и обработка возвращается к этапу А2. Если $l_{\text{sum}} = l_{\text{sum, max}}$, то декодирование суммы-произведения в этом цикле завершается.

Описаны операции при одном декодировании суммы-произведения. Потом выполняется итеративное обнаружение сигнала ММО. В переменных m , n , α_{mn} , β_{mn} , λ_n и L_n , используемых в вышеприведенном описании операций декодирования суммы-произведения, переменными в потоке А являются m_a , n_a , α_{mana}^a , β_{mana}^a , λ_{na} и L_{na} , а переменными в потоке В являются m_b , n_b , α_{mbnb}^b , β_{mbnb}^b , λ_{nb} и L_{nb} .

Итеративное обнаружение сигнала ММО

Нижеследующее подробно описывает схему поиска λ_n при итеративном обнаружении сигнала ММО.

Следующее уравнение получается из уравнения 1.

Математическое выражение 25. Уравнение 25

$$\begin{aligned} y(t) &= (y_1(t), y_2(t))^T \\ &= \mathbf{H}_{22}(t) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned}$$

Следующие уравнения задаются из структуры кадра на фиг. 2 и из уравнений 16 и 17. Математиче-

ское выражение 26 уравнение 26

$$n_a = \Omega_{ia,ja}^a$$

Математическое выражение 27. Уравнение 27

$$n_b = \Omega_{ib,jb}^b$$

В этом случае $n_a, n_b \in [1, N]$. В дальнейшем λ_{na} , L_{na} , λ_{nb} и L_{nb} , где количество итераций в итеративном обнаружении сигнала ММО равно k , представляются в виде $\lambda_{k,na}$, $L_{k,na}$, $\lambda_{k,nb}$ и $L_{k,nb}$.

Этап В-1 (начальное обнаружение; $k=0$): $\lambda_{0,na}$ и $\Omega_{0,nb}$ находятся следующим образом в случае начального обнаружения.

При итеративном декодировании с APP:

Математическое выражение 28. Уравнение 28

$$\lambda_{0,n_x} = \ln \frac{\sum_{U_{0,n_x+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 \right\}}{\sum_{U_{0,n_x-1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 \right\}}$$

При итеративном декодировании с логарифмом максимума APP:

Математическое выражение 29. Уравнение 29

$$\lambda_{0,n_x} = \max_{U_{0,n_x+1}} \{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) \} - \max_{U_{0,n_x-1}} \{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) \}$$

Математическое выражение 30. Уравнение 30

$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2$$

Здесь предположим, что $X=a, b$. Затем предположим, что количество итераций в итеративном обнаружении сигнала ММО равно $l_{mimo}=0$, и максимальное количество итераций устанавливается в $l_{mimo, \max}$.

Этап В-2 (итеративное обнаружение; количество итераций k): $\lambda_{k,na}$ и $\lambda_{k,nb}$, где количество итераций равно k , представляются в виде Уравнений 31-34 из Уравнений 11, 13-15, 16 и 17. Пусть $(X, Y)=(a, b)$ (b, a).

При итеративном декодировании с APP:

Математическое выражение 31. Уравнение 31

$$\lambda_{k,n_x} = L_{k-1, \Omega_{k,j}^x}(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x}) + \ln \frac{\sum_{U_{k,n_x+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x}) \right\}}{\sum_{U_{k,n_x-1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x}) \right\}}$$

Математическое выражение 32. Уравнение 32

$$\rho(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x}) = \sum_{\substack{y=1 \\ y \neq j/X}}^h \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{k,j}^x}(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x})}{2} \right| \left(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x} \text{sign}(L_{k-1, \Omega_{k,j}^x}(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x})) - 1 \right) + \sum_{y=1}^h \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{k,j}^y}(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^y})}{2} \right| \left(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^y} \text{sign}(L_{k-1, \Omega_{k,j}^y}(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^y})) - 1 \right)$$

При итеративном декодировании с логарифмом максимума APP:

Математическое выражение 33. Уравнение 33

$$\lambda_{k,n_x} = L_{k-1, \Omega_{k,j}^x}(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x}) + \max_{U_{k,n_x+1}} \{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x})) \} - \max_{U_{k,n_x-1}} \{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x})) \}$$

Математическое выражение 34. Уравнение 34

$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(\mathbf{u}_{\Omega_{k,j}^x})$$

Этап В-3 (подсчет количества итераций и оценивание кодового слова): увеличить l_{mimo} , если $l_{mimo} < l_{mimo, \max}$, и вернуться к этапу В-2. Предполагая, что $l_{mimo} = l_{mimo, \max}$, предполагаемое кодовое слово находится по следующему уравнению.

Математическое выражение 35. Уравнение 35

$$\hat{\mathbf{u}}_{n_x} = \begin{cases} 1 & L_{l_{mimo}, n_x} \geq 0 \\ -1 & L_{l_{mimo}, n_x} < 0 \end{cases}$$

Здесь предположим, что $X=a, b$.

Фиг. 3 - пример структуры устройства 300 передачи в настоящем варианте осуществления. Кодер 302A принимает информацию (данные) 301A, и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и в соответствии с сигналом 313 структуры кадра выполняет кодирование с исправлением ошибок, например, сверточное кодирование, кодирование с LDPC, турбокодирование или т.п., выводя кодирован-

ные данные 303А. (Сигнал 313 структуры кадра включает в себя такую информацию, как схема исправления ошибок, используемая для кодирования данных с исправлением ошибок, скорость кодирования, длина блока и т.п. Кодер 302А использует схему исправления ошибок, указанную сигналом 313 структуры кадра. Кроме того, схема исправления ошибок может переключаться).

Перемежитель 304А принимает кодированные данные 303А и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и выполняет перемежение, то есть изменение порядка данных, чтобы вывести перемеженные данные 305А. (Схема перемежения может переключаться на основе сигнала 313 структуры кадра).

Блок 306А отображения принимает перемеженные данные 305А и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных, выполняет модуляцию, например, квадратурную фазовую манипуляцию (QPSK), 16-позиционную квадратурную амплитудную модуляцию (16QAM), 64-позиционную квадратурную амплитудную модуляцию (64QAM) или т.п., и выводит результирующий основополосный сигнал 307А. (Схема модуляции может переключаться на основе сигнала 313 структуры кадра).

Фиг. 24А и 24В являются примером схемы отображения на плоскости I-Q, имеющей синфазную составляющую I и квадратурную составляющую Q, чтобы создать основополосный сигнал при модуляции QPSK. Например, как показано на фиг. 24А, если входными данными являются "00", то выходом является $I=1,0$, $Q=1,0$. Аналогичным образом для входных данных "01" выходом является $I=-1,0$, $Q=1,0$ и так далее. Фиг. 24В - пример иной схемы отображения на плоскости I-Q для модуляции QPSK, чем на фиг. 24А. Отличие между фиг. 24В и фиг. 24А состоит в том, что сигнальные точки на фиг. 24А повернуты вокруг начала координат, чтобы прийти к сигнальным точкам из фиг. 24В. Непатентная литература 9 и непатентная литература 10 описывают такую схему вращения созвездия, и также может выбираться Циклическая квадратурная (Q) задержка, описанная в Непатентной литературе 9 и Непатентной литературе 10. В качестве другого примера, не считая фиг. 24А и 24В, фиг. 25А и 25В показывают расположение сигнальных точек на плоскости I-Q для 16QAM. Пример, соответствующий фиг. 24А, показан на фиг. 25А, а пример, соответствующий фиг. 24В, показан на фиг. 25В.

Кодер 302В принимает информацию (данные) 301В и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и в соответствии с сигналом 313 структуры кадра выполняет кодирование с исправлением ошибок, например, сверточное кодирование, кодирование с LDPC, турбо-кодирование или т.п., выводя кодированные данные 303В. (Сигнал 313 структуры кадра включает в себя такую информацию, как используемая схема исправления ошибок, скорость кодирования, длина блока и т.п. Используется схема исправления ошибок, указанная сигналом 313 структуры кадра. Кроме того, схема исправления ошибок может переключаться).

Перемежитель 304В принимает кодированные данные 303В и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и выполняет перемежение, то есть изменение порядка данных, чтобы вывести перемеженные данные 305В. (Схема перемежения может переключаться на основе сигнала 313 структуры кадра).

Блок 306В отображения принимает перемеженные данные 305В и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных, выполняет модуляцию, например квадратурную фазовую манипуляцию (QPSK), 16-позиционную квадратурную амплитудную модуляцию (16QAM), 64-позиционную квадратурную амплитудную модуляцию (64QAM) или т.п., и выводит результирующий основополосный сигнал 307В. (Схема модуляции может переключаться на основе сигнала 313 структуры кадра).

Блок 314 формирования информации взвешивания принимает сигнал 313 структуры кадра в качестве ввода и выводит информацию 315 о схеме взвешивания на основе сигнала 313 структуры кадра. Схема взвешивания характеризуется постоянным переключением между весами.

Взвешивающий блок 308А принимает основополосный сигнал 307А, основополосный сигнал 307В и информацию 315 о схеме взвешивания, на основе информации 315 о схеме взвешивания выполняет взвешивание над основополосным сигналом 307А и основополосным сигналом 307В и выводит сигнал 309А, получающийся в результате взвешивания. Подробности схемы взвешивания предоставляются позже.

Радиоблок 310А принимает сигнал 309А, получающийся в результате взвешивания, в качестве ввода и выполняет такую обработку, как ортогональная модуляция, ограничение полосы, преобразование частоты, усиление и т.п., выводя сигнал 311А передачи. Сигнал 311А передачи выводится в виде радиоволны из антенны 312А.

Взвешивающий блок 308В принимает основополосный сигнал 307А, основополосный сигнал 307В и информацию 315 о схеме взвешивания, на основе информации 315 о схеме взвешивания выполняет взвешивание над основополосным сигналом 307А и основополосным сигналом 307В и выводит сигнал 309В, получающийся в результате взвешивания.

Фиг. 26 показывает структуру взвешивающего блока. Основополосный сигнал 307А умножается на $w11(t)$, получая $w11(t)s1(t)$, и умножается на $w21(t)$, получая $w21(t)s1(t)$. Аналогичным образом основополосный сигнал 307В умножается на $w12(t)$, чтобы сформировать $w12(t)s2(t)$, и умножается на $w22(t)$, чтобы сформировать $w22(t)s2(t)$. Далее получаются

$$z1(t)=w11(t)s1(t)+w12(t)s2(t) \text{ и } z2(t)=w21(t)s1(t)+w22(t)s2(t).$$

Подробности схемы взвешивания предоставляются позже.

Радиоблок 310В принимает сигнал 309В, получающийся в результате взвешивания, в качестве ввода и выполняет такую обработку, как ортогональная модуляция, ограничение полосы, преобразование частоты, усиление и т.п., выводя сигнал 311В передачи. Сигнал 311В передачи выводится в виде радиоволны из антенны 312В.

Фиг. 4 показывает пример структуры устройства 400 передачи, который отличается от фиг. 3. Описываются отличия фиг. 4 от фиг. 3.

Кодер 402 принимает информацию (данные) 401 и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и в соответствии с сигналом 313 структуры кадра выполняет кодирование с исправлением ошибок и выводит кодированные данные 402.

Блок 404 распределения принимает кодированные данные 403 в качестве ввода, распределяет данные 403 и выводит данные 405А и данные 405В. Отметим, что на фиг. 4 показан один кодер, но количество кодеров этим не ограничивается. Настоящее изобретение может быть аналогичным образом реализовано, когда количество кодеров равно m (где m - целое число, больше либо равное единице), и блок распределения делит сформированные каждым кодером кодированные данные на две части и выводит разделенные данные.

Фиг. 5 показывает пример структуры кадра во временной области для устройства передачи в соответствии с настоящим вариантом осуществления. Символ 500_1 является символом для уведомления устройства приема о схеме передачи. Например, символ 500_1 сообщает такую информацию, как схема исправления ошибок, используемая для передачи символов данных, скорость кодирования и схема модуляции, используемая для передачи символов данных.

Символ 501_1 предназначен для оценки колебания канала для модулированного сигнала $z1(t)$ (где t - время), переданного устройством передачи. Символ 502_1 является символом данных, переданным в качестве номера и символа (во временной области) с помощью модулированного сигнала $z1(t)$, а символ 503_1 является символом данных, переданным в качестве номера $u+1$ символа с помощью модулированного сигнала $z1(t)$.

Символ 501_2 предназначен для оценки колебания канала для модулированного сигнала $z2(t)$ (где t - время), переданного устройством передачи. Символ 502_2 является символом данных, переданным в качестве номера и символа с помощью модулированного сигнала $z2(t)$, а символ 503_2 является символом данных, переданным в качестве номера $u+1$ символа с помощью модулированного сигнала $z2(t)$.

Нижеследующее описывает взаимосвязи между модулированными сигналами $z1(t)$ и $z2(t)$, переданными устройством передачи, и принятыми сигналами $r1(t)$ и $r2(t)$, принятыми устройством приема.

На фиг. 5 504#1 и 504#2 указывают передающие антенны в устройстве передачи, а 505#1 и 505#2 указывают приемные антенны в устройстве приема. Устройство передачи передает модулированный сигнал $z1(t)$ из передающей антенны 504#1 и передает модулированный сигнал $z2(t)$ из передающей антенны 504#2. В этом случае предполагается, что модулированный сигнал $z1(t)$ и модулированный сигнал $z2(t)$ занимают одну и ту же (совместно используемую/общую) частоту (полосу пропускания). Пусть колебанием канала для передающих антенн в устройстве передачи и антенн в устройстве приема будет $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$, сигналом, принятым приемной антенной 505#1 в устройстве приема, будет $r1(t)$, а сигналом, принятым приемной антенной 505#2 в устройстве приема, будет $r2(t)$, тогда имеет место следующая взаимосвязь.

Математическое выражение 36. Уравнение 36

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix}$$

Фиг. 6 относится к схеме взвешивания (схеме предварительного кодирования) в настоящем варианте осуществления. Взвешивающий блок 600 объединяет взвешивающие блоки 308А и 308В на фиг. 3. Как показано на фиг. 6, поток $s1(t)$ и поток $s2(t)$ соответствуют основополосным сигналам 307А и 307В на фиг. 3. Другими словами, потоки $s1(t)$ и $s2(t)$ являются синфазными составляющими I и квадратурными составляющими Q основополосного сигнала при отображении в соответствии со схемой модуляции, например, QPSK, 16QAM, 64QAM или т.п. Как указано структурой кадра из фиг. 6, поток $s1(t)$ представляется в виде $s1(u)$ в номере и символа, в виде $s1(u+1)$ в номере $u+1$ символа и так далее. Аналогичным образом поток $s2(t)$ представляется в виде $s2(u)$ в номере и символа, в виде $s2(u+1)$ в номере $u+1$ символа и так далее. Взвешивающий блок 600 принимает основополосные сигналы 307А ($s1(t)$) и 307В ($s2(t)$) и информацию 315 о взвешивании на фиг. 3 в качестве входных данных, выполняет взвешивание в соответствии с информацией 315 о взвешивании и выводит сигналы 309А ($z1(t)$) и 309В ($z2(t)$) после взвешивания на фиг. 3. В этом случае $z1(t)$ и $z2(t)$ представляются следующим образом.

Для номера $4i$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 37. Уравнение 37

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $4i+1$ символа:
Математическое выражение 38. Уравнение 38

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа. Математическое выражение 39 Уравнение 39

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа. Математическое выражение 40 Уравнение 40

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

Таким образом, взвешивающий блок на фиг. 6 постоянно переключается между весами предварительного кодирования в течение четырехинтервального периода (цикла). (Хотя веса предварительного кодирования описаны как постоянно переключаемые между собой в течение четырех временных интервалов, количество временных интервалов для постоянного переключения не ограничивается четырьмя).

Между прочим, непатентная литература 4 описывает переключение весов предварительного кодирования для каждого временного интервала. Это переключение весов предварительного кодирования характеризуется как случайное. С другой стороны, в настоящем варианте осуществления предусмотрен некоторый период (цикл), и веса предварительного кодирования постоянно переключаются между собой. Кроме того, в каждой весовой матрице предварительного кодирования 2×2 , состоящей из четырех весов предварительного кодирования, абсолютное значение каждого из четырех весов предварительного кодирования эквивалентно $(1/\sqrt{2})$, и переключение постоянно выполняется между весовыми матрицами предварительного кодирования, обладающими этой характеристикой.

В среде LOS, если используется специальная матрица предварительного кодирования, то качество приема можно значительно повысить, вдобавок специальная матрица предварительного кодирования отличается в зависимости от условий прямых волн. Однако в среде LOS существует некоторая тенденция, и если матрицы предварительного кодирования постоянно переключаются в соответствии с этой тенденцией, то качество приема данных значительно повышается. С другой стороны, когда матрицы предварительного кодирования переключаются между собой случайным образом, может существовать матрица предварительного кодирования помимо вышеописанной специальной матрицы предварительного кодирования, и также существует вероятность выполнения предварительного кодирования только со смещенными матрицами предварительного кодирования, которые не подходят для среды LOS. Поэтому в среде LOS не всегда можно получить отличное качество приема. Соответственно, имеется потребность в схеме переключения предварительного кодирования, подходящей для среды LOS. Настоящее изобретение предлагает такую схему предварительного кодирования.

Фиг. 7 - пример структуры устройства 700 приема в настоящем варианте осуществления. Радиоблок 703_X принимает в качестве ввода принятый сигнал 702_X, принятый антенной 701_X, выполняет обработку, например, преобразование частоты, квадратурную демодуляцию и т.п., и выводит основополосный сигнал 704_X.

Блок 705_1 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z1$, переданного устройством передачи, принимает основополосный сигнал 704_X в качестве ввода, извлекает опорный символ 501_1 для оценки канала, как на фиг. 5, оценивает значение, соответствующее h_{11} в Уравнении 36, и выводит сигнал 706_1 оценки канала.

Блок 705_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z2$, переданного устройством передачи, принимает основополосный сигнал 704_X в качестве ввода, извлекает опорный символ 501_2 для оценки канала, как на фиг. 5, оценивает значение, соответствующее h_{12} в Уравнении 36, и выводит сигнал 706_2 оценки канала.

Радиоблок 703_Y принимает в качестве ввода принятый сигнал 702_Y, принятый антенной 701_Y, выполняет обработку, например, преобразование частоты, квадратурную демодуляцию и т.п., и выводит основополосный сигнал 704_Y.

Блок 707_1 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z1$, переданного устройством передачи, принимает основополосный сигнал 704_Y в качестве ввода, извлекает опорный символ 501_1 для оценки канала, как на фиг. 5, оценивает значение, соответствующее h_{21} в Уравнении 36, и выводит сигнал 708_1 оценки канала.

Блок 707_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала z_2 , переданного устройством передачи, принимает основополосный сигнал 704_Y в качестве ввода, извлекает опорный символ 501_2 для оценки канала, как на фиг. 5, оценивает значение, соответствующее h_{22} в Уравнении 36, и выводит сигнал 708_2 оценки канала.

Блок 709 декодирования управляющей информации принимает основополосный сигнал 704_X и основополосный сигнал 704_Y в качестве входных данных, обнаруживает символ 500_1, который указывает схему передачи, как на фиг. 5, и выводит сигнал 710 с информацией о схеме передачи, указанной устройством передачи.

Блок 711 обработки сигналов принимает в качестве входных данных основополосные сигналы 704_X и 704_Y, сигналы 706_1, 706_2, 708_1 и 708_2 оценки канала и сигнал 710 с информацией о схеме передачи, указанной устройством передачи, выполняет обнаружение и декодирование и выводит принятые данные 712_1 и 712_2.

Далее подробно описываются операции, выполняемые блоком 711 обработки сигналов на фиг. 7. Фиг. 8 - пример структуры блока 711 обработки сигналов в настоящем варианте осуществления. Фиг. 8 показывает ВНУТРЕННИЙ детектор ММО, декодер с мягким входом/выходом и блок формирования весового коэффициента в качестве основных элементов. Непатентная литература 2 и непатентная литература 3 описывают схему итеративного декодирования с помощью этой структуры. Система ММО, описанная в непатентной литературе 2 и непатентной литературе 3, является системой ММО с пространственным мультиплексированием, тогда как настоящий вариант осуществления отличается от непатентной литературы 2 и непатентной литературы 3 описанием системы ММО, которая изменяет веса предварительного кодирования со временем. Пусть матрицей (канала) в Уравнении 36 будет $H(t)$, весовой матрицей предварительного кодирования на фиг. 6 будет $W(t)$ (где весовая матрица предварительного кодирования меняется по t), принятым вектором будет $R(t)=(r_1(t), r_2(t))^T$, и вектором потока будет $S(t)=(s_1(t), s_2(t))^T$, тогда имеет место следующее уравнение.

Математическое выражение 41. Уравнение 41

$$R(t) = H(t)W(t)S(t)$$

В этом случае устройство приема может применять схему декодирования в непатентной литературе 2 и непатентной литературе 3 к принятому вектору $R(t)$, рассматривая $H(t)W(t)$ в качестве матрицы канала.

Поэтому блок 819 формирования весового коэффициента на фиг. 8 принимает в качестве ввода сигнал 818 с информацией о схеме передачи, указанной устройством передачи (соответствующий сигналу 710 на фиг. 7), и выводит сигнал 820 с информацией о весовых коэффициентах.

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО принимает сигнал 820 с информацией о весовых коэффициентах в качестве ввода и выполняет вычисление в уравнении 41, используя сигнал 820. Соответственно выполняется итеративное обнаружение и декодирование.

Нижеследующее описывает их операции.

В блоке обработки сигналов на фиг. 8 схема обработки, например, показанная на фиг. 10, необходима для итеративного декодирования (итеративного обнаружения). Сначала декодируется одно кодовое слово (или один кадр) модулированного сигнала (потока) s_1 и одно кодовое слово (или один кадр) модулированного сигнала (потока) s_2 . В результате от декодера с мягким входом/выходом получается логарифмическое отношение правдоподобия (LLR) каждого разряда в одном кодовом слове (или одном кадре) модулированного сигнала (потока) s_1 и в одном кодовом слове (или одном кадре) модулированного сигнала (потока) s_2 . Обнаружение и декодирование снова выполняется с использованием LLR. Эти операции выполняются несколько раз (эти операции называются итеративным декодированием (итеративным обнаружением)). Ниже описание сосредоточивается на схеме формирования логарифмического отношения правдоподобия (LLR) символа в конкретный момент в одном кадре.

На фиг. 8 запоминающее устройство 815 принимает в качестве входных данных основополосный сигнал 801X (соответствующий основополосному сигналу 704_X на фиг. 7), группу 802X сигналов оценки канала (соответствующую сигналам 706_1 и 706_2 оценки канала на фиг. 7), основополосный сигнал 801Y (соответствующий основополосному сигналу 704_Y на фиг. 7) и группу 802Y сигналов оценки канала (соответствующую сигналам 708_1 и 708_2 оценки канала на фиг. 7). Чтобы добиться итеративного декодирования (итеративного обнаружения), запоминающее устройство 815 вычисляет $H(t)W(t)$ в Уравнении 41 и сохраняет вычисленную матрицу в качестве преобразованной группы сигналов оценки канала. Запоминающее устройство 815 выводит вышеупомянутые сигналы при необходимости в виде основополосного сигнала 816X, преобразованной группы 817X сигналов оценки канала, основополосного сигнала 816Y и преобразованной группы 817Y сигналов оценки канала.

Последующие операции описываются отдельно для начального обнаружения и для итеративного декодирования (итеративного обнаружения).

Начальное обнаружение

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО в качестве входных данных принимает основополосный сигнал 801X, группу 802X сигналов оценки канала, основополосный сигнал 801Y и группу 802Y сигналов оцен-

ки канала. Здесь схема модуляции для модулированного сигнала (потока) s_1 и модулированного сигнала (потока) s_2 описывается как 16QAM.

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО сначала вычисляет $H(t)W(t)$ из группы 802X сигналов оценки канала и группы 802Y сигналов оценки канала, чтобы найти возможные сигнальные точки, соответствующие основоположному сигналу 801X. Фиг. 11 показывает такое вычисление. На фиг. 11 каждая черная точка (•) является возможной сигнальной точкой на плоскости I-Q. Поскольку схемой модуляции является 16QAM, существуют 256 возможных сигнальных точек. (Поскольку фиг. 11 служит только для иллюстрации, показаны не все 256 возможных сигнальных точек). Здесь пусть четырьмя разрядами, перенесенными модулированным сигналом s_1 , будут b_0, b_1, b_2 и b_3 , а четырьмя разрядами, перенесенными модулированным сигналом s_2 , будут b_4, b_5, b_6 и b_7 , тогда на фиг. 11 существуют возможные сигнальные точки, соответствующие $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$. Квадрат евклидова расстояния находится между принятой сигнальной точкой 1101 (соответствующей основоположному сигналу 801X) и каждой возможной сигнальной точкой. Каждый квадрат евклидова расстояния делится на дисперсию σ^2 помех. Соответственно, находится $E_X(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$, то есть значение квадрата евклидова расстояния между возможной сигнальной точкой, соответствующей $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$, и принятой сигнальной точкой, деленное на дисперсию помех. Отметим, что основоположные сигналы и модулированные сигналы s_1 и s_2 являются комплексными сигналами.

Аналогичным образом $H(t)W(t)$ вычисляется из группы 802X сигналов оценки канала и группы 802Y сигналов оценки канала, находятся возможные сигнальные точки, соответствующие основоположному сигналу 801Y, находится квадрат евклидова расстояния для принятой сигнальной точки (соответствующей основоположному сигналу 801Y), и квадрат евклидова расстояния делится на дисперсию σ^2 помех. Соответственно, находится $E_Y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$, то есть значение квадрата евклидова расстояния между возможной сигнальной точкой, соответствующей $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$, и принятой сигнальной точкой, деленное на дисперсию помех.

Затем находится $E_X(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) + E_Y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$.

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО выводит $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ в качестве сигнала 804.

Блок 805A вычисления логарифмического правдоподобия принимает сигнал 804 в качестве ввода, вычисляет логарифмическое правдоподобие для разрядов b_0, b_1, b_2 и b_3 и выводит сигнал 806A логарифмического правдоподобия. Отметим, что во время вычисления логарифмического правдоподобия вычисляется логарифмическое правдоподобие для "1" и логарифмическое правдоподобие для "0". Схема вычисления является такой, как показана в уравнениях 28, 29 и 30. Подробности можно найти в непатентной литературе 2 и непатентной литературе 3.

Аналогичным образом блок 805B вычисления логарифмического правдоподобия принимает сигнал 804 в качестве ввода, вычисляет логарифмическое правдоподобие для разрядов b_4, b_5, b_6 и b_7 и выводит сигнал 806B логарифмического правдоподобия.

Обращенный перемежитель (807A) принимает сигнал 806A логарифмического правдоподобия в качестве ввода, выполняет обращение перемежения, соответствующее перемежителю (перемежителю 304A на фиг. 3), и выводит сигнал 808A логарифмического правдоподобия с обращенным перемежением.

Аналогичным образом обращенный перемежитель (807B) принимает сигнал 806B логарифмического правдоподобия в качестве ввода, выполняет обращение перемежения, соответствующее перемежителю (перемежителю 304B на фиг. 3), и выводит сигнал 808B логарифмического правдоподобия с обращенным перемежением.

Блок 809A вычисления логарифмического отношения правдоподобия принимает перемеженный сигнал 808A логарифмического правдоподобия в качестве ввода, вычисляет логарифмическое отношение правдоподобия (LLR) разрядов, кодированных кодером 302A на фиг. 3, и выводит сигнал 810A логарифмического отношения правдоподобия.

Аналогичным образом блок 809B вычисления логарифмического отношения правдоподобия принимает перемеженный сигнал 808B логарифмического правдоподобия в качестве ввода, вычисляет логарифмическое отношение правдоподобия (LLR) разрядов, кодированных кодером 302B на фиг. 3, и выводит сигнал 810B логарифмического отношения правдоподобия.

Декодер 811A с мягким входом/выходом принимает сигнал 810A логарифмического отношения правдоподобия в качестве ввода, выполняет декодирование и выводит декодированное логарифмическое отношение 812A правдоподобия.

Аналогичным образом декодер 811B с мягким входом/выходом принимает сигнал 810B логарифмического отношения правдоподобия в качестве ввода, выполняет декодирование и выводит декодированное логарифмическое отношение 812B правдоподобия.

Итеративное декодирование (итеративное обнаружение), количество итераций k

Перемежитель (813A) принимает логарифмическое отношение 812A правдоподобия, декодированное декодером с мягким входом/выходом, в $(k-1)^{\text{ой}}$ итерации в качестве ввода, выполняет перемежение и выводит перемеженное логарифмическое отношение 814A правдоподобия. Шаблон перемежения в пе-

ремежителе (813A) аналогичен шаблону перемежения в перемежителе (304A) на фиг. 3.

Перемежитель (813B) принимает логарифмическое отношение 812B правдоподобия, декодированное декодером с мягким входом/выходом, в $(k-1)^{\text{ой}}$ итерации в качестве ввода, выполняет перемежение и выводит перемеженное логарифмическое отношение 814B правдоподобия. Шаблон перемежения в перемежителе (813B) аналогичен шаблону перемежения в перемежителе (304B) на фиг. 3.

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 MIMO принимает в качестве входных данных основополосный сигнал 816X, преобразованную группу 817X сигналов оценки канала, основополосный сигнал 816Y, преобразованную группу 817Y сигналов оценки канала, перемеженное логарифмическое отношение 814A правдоподобия и перемеженное логарифмическое отношение 814B правдоподобия. Причиной для использования основополосного сигнала 816X, преобразованной группы 817X сигналов оценки канала, основополосного сигнала 816Y и преобразованной группы 817Y сигналов оценки канала вместо основополосного сигнала 801X, группы 802X сигналов оценки канала, основополосного сигнала 801Y и группы 802Y сигналов оценки канала является то, что возникает задержка из-за итеративного декодирования.

Отличием между операциями ВНУТРЕННЕГО детектора 803 MIMO для итеративного декодирования и для начального обнаружения является использование перемеженного логарифмического отношения 814A правдоподобия и перемеженного логарифмического отношения 814B правдоподобия во время обработки сигналов. ВНУТРЕННИЙ детектор 803 MIMO сначала ищет $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$, как во время начального обнаружения. Более того, коэффициенты, соответствующие Уравнениям 11 и 32, находятся из перемеженного логарифмического отношения 814A правдоподобия и перемеженного логарифмического отношения 814B правдоподобия. Значение $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ регулируется с использованием искоемых коэффициентов, и результирующее значение $E'(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ выводится в качестве сигнала 804.

Блок 805A вычисления логарифмического правдоподобия принимает сигнал 804 в качестве ввода, вычисляет логарифмическое правдоподобие для разрядов b_0, b_1, b_2 и b_3 и выводит сигнал 806A логарифмического правдоподобия. Отметим, что во время вычисления логарифмического правдоподобия вычисляется логарифмическое правдоподобие для "1" и логарифмическое правдоподобие для "0". Схема вычисления является такой, как показана в уравнениях 31, 32, 33, 34 и 35. Подробности можно найти в непатентной литературе 2 и непатентной литературе 3.

Аналогичным образом блок 805B вычисления логарифмического правдоподобия принимает сигнал 804 в качестве ввода, вычисляет логарифмическое правдоподобие для разрядов b_4, b_5, b_6 и b_7 и выводит сигнал 806B логарифмического правдоподобия. Операции обращенного перемежителя далее аналогичны начальному обнаружению.

Отметим, что хотя фиг. 8 показывает структуру блока обработки сигналов при выполнении итеративного обнаружения, итеративное обнаружение не всегда является неотъемлемым для получения отличного качества приема, и возможна структура, не включающая в себя перемежители 813A и 813B, которые необходимы только для итеративного обнаружения. В таком случае ВНУТРЕННИЙ детектор 803 MIMO не выполняет итеративное обнаружение.

Основной частью настоящего варианта осуществления является вычисление $H(t)W(t)$. Отметим, что для выполнения начального обнаружения и итеративного обнаружения может использоваться QR-разложение, как показано в непатентной литературе 5 и т.п.

Кроме того, как показано в непатентной литературе 11, на основе $H(t)W(t)$ может выполняться линейная операция минимальной среднеквадратической ошибки (MMSE) и форсирования нуля (ZF) для выполнения начального обнаружения.

Фиг. 9 - структура другого, нежели фиг. 8, блока обработки сигналов и предназначенного для модулированного сигнала, переданного устройством передачи на фиг. 4. Отличие от фиг. 8 состоит в количестве декодеров с мягким входом/выходом. Декодер 901 с мягким входом/выходом принимает в качестве входных данных сигналы 810A и 810B логарифмического отношения правдоподобия, выполняет декодирование и выводит декодированное логарифмическое отношение 902 правдоподобия. Блок 903 распределения принимает декодированное логарифмическое отношение 902 правдоподобия в качестве ввода и распределяет логарифмическое отношение 902 правдоподобия. Другие операции аналогичны фиг. 8.

Фиг. 12A и 12B показывают характеристики BER для схемы передачи, использующей веса предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления при аналогичных фиг. 29A и 29B условиях. Фиг. 12A показывает характеристики BER у логарифма максимума апостериорной вероятности (APP) без итеративного обнаружения (см. непатентную литературу 1 и непатентную литературу 2), а фиг. 12B показывает характеристики BER у логарифма максимума APP с итеративным обнаружением (см. непатентную литературу 1 и непатентную литературу 2) (количество итераций: пять). Сравнение фиг. 12A, 12B, 29A и 29B показывает, как характеристики BER, когда коэффициент Райса большой, значительно улучшаются по сравнению с характеристиками BER при использовании системы MIMO с пространственным мультиплексированием, если используется схема передачи из настоящего варианта осуществления, посредством этого подтверждая пригодность схемы в настоящем варианте осуществления.

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе MIMO, полезный результат в виде повышенного качества передачи по срав-

нению с традиционной системой MIMO с пространственным мультиплексированием достигается в среде LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем, как в настоящем варианте осуществления.

В настоящем варианте осуществления и, в частности, в отношении структуры устройства приема описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в настоящем варианте осуществления подробно объяснен пример кодирования с LDPC, однако настоящее изобретение не ограничивается кодированием с LDPC. Кроме того, в отношении схемы декодирования декодеры с мягким входом/выходом не ограничиваются примером декодирования суммы-произведения. Может использоваться другая схема декодирования с мягким входом/выходом, например, алгоритм BCJR, алгоритм SOVA, алгоритм Max-log-MAP и т.п. Подробности предоставляются в непатентной литературе 6.

Более того, в настоящем варианте осуществления описан пример схемы с одной несущей, но настоящее изобретение этим не ограничивается и может быть аналогичным образом реализовано для передачи с несколькими несущими. Соответственно, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом при использовании схемы, такой как связь с расширенным спектром, мультиплексирование с ортогональным частотным разделением (OFDM), коллективный доступ с разделением каналов по частоте на одной несущей (SC-FDMA), мультиплексирование с ортогональным частотным разделением на одной несущей (SC-OFDM) или волновое OFDM, которые описаны в непатентной литературе 7 и т.п. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например, контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для передачи управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Нижеследующее описывает пример использования OFDM в качестве примера схемы с несколькими несущими.

Фиг. 13 показывает структуру устройства передачи при использовании OFDM. На фиг. 13 элементы, которые работают аналогично фиг. 3, имеют такие же ссылочные номера.

Относящийся к OFDM процессор 1301A принимает в качестве ввода взвешенный сигнал 309A, выполняет обработку, имеющую отношение к OFDM, и выводит сигнал 1302A передачи. Аналогичным образом относящийся к OFDM процессор 1301B принимает в качестве ввода взвешенный сигнал 309B, выполняет обработку, имеющую отношение к OFDM, и выводит сигнал 1302B передачи.

Фиг. 14 дальше показывает пример структуры относящихся к OFDM процессоров 1301A и 1301B из фиг. 13. Часть с 1401A по 1410A имеет отношение к части с 1301A по 312A на фиг. 13, и часть с 1401B по 1410B имеет отношение к части с 1301B по 312B на фиг. 13.

Последовательно/параллельный преобразователь 1402A выполняет последовательно/параллельное преобразование над взвешенным сигналом 1401A (соответствующим взвешенному сигналу 309A на фиг. 13) и выводит параллельный сигнал 1403A.

Блок 1404A переупорядочения принимает параллельный сигнал 1403A в качестве ввода, выполняет переупорядочение и выводит переупорядоченный сигнал 1405A. Переупорядочение подробно описывается позже.

Обратный быстрый преобразователь 1406A Фурье принимает переупорядоченный сигнал 1405A в качестве ввода, выполняет быстрое преобразование Фурье и выводит преобразованный сигнал 1407A.

Радиоблок 1408A принимает преобразованный сигнал 1407A в качестве ввода, выполняет обработку, например, преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит модулированный сигнал 1409A. Модулированный сигнал 1409A выводится в виде радиоволны из антенны 1410A.

Последовательно/параллельный преобразователь 1402B выполняет последовательно/параллельное преобразование над взвешенным сигналом 1401B (соответствующим взвешенному сигналу 309B на фиг. 13) и выводит параллельный сигнал 1403B.

Блок 1404B переупорядочения принимает параллельный сигнал 1403B в качестве ввода, выполняет переупорядочение и выводит переупорядоченный сигнал 1405B. Переупорядочение подробно описывается позже.

Обратный быстрый преобразователь 1406B Фурье принимает переупорядоченный сигнал 1405B в качестве ввода, выполняет быстрое преобразование Фурье и выводит преобразованный сигнал 1407B.

Радиоблок 1408B принимает преобразованный сигнал 1407B в качестве ввода, выполняет обработку, например, преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит модулированный сигнал 1409B. Модулированный сигнал 1409B выводится в виде радиоволны из антенны 1410B.

В устройстве передачи из фиг. 3, поскольку схема передачи не использует несколько несущих, предварительное кодирование переключается для образования четырехинтервального периода (цикла), как показано на фиг. 6, и предварительно кодированные символы размещаются во временной области. При использовании схемы передачи с несколькими несущими, как в схеме OFDM, показанной на фиг. 13, можно разместить предварительно кодированные символы во временной области, как на фиг. 3, для каждой (под)несущей. Однако в случае схемы передачи с несколькими несущими можно разместить

символы в частотной области или в частотной и временной областях. Нижеследующее описывает эти размещения.

Фиг. 15А и 15В показывают пример схемы переупорядочения символов с помощью блоков 1401А и 1401В переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Частотная область тянется от (под)несущей 0 до (под)несущей 9. Модулированные сигналы z_1 и z_2 одновременно используют одну и ту же ширину полосы частот. Фиг. 15А показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала z_1 , а фиг. 15В показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала z_2 . Номера #1, #2, #3, #4, ... присваиваются по порядку символам взвешенного сигнала 1401А, который вводится в последовательно/параллельный преобразователь 1402А. В этот момент символы назначаются равномерно, как показано на фиг. 15А. Символы #1, #2, #3, #4, ... размещаются в порядке, начиная с несущей 0. Символы с #1 по #9 назначаются моменту \$1, а потом символы с #10 по #19 назначаются моменту \$2.

Аналогичным образом номера #1, #2, #3, #4, ... присваиваются по порядку символам взвешенного сигнала 1401В, который вводится в последовательно/параллельный преобразователь 1402В. В этот момент символы назначаются равномерно, как показано на фиг. 15В. Символы #1, #2, #3, #4, ... размещаются в порядке, начиная с несущей 0. Символы с #1 по #9 назначаются моменту \$1, а потом символы с #10 по #19 назначаются моменту \$2. Отметим, что модулированные сигналы z_1 и z_2 являются комплексными сигналами.

Группа 1501 символов и группа 1502 символов, показанные на фиг. 15А и 15В, являются символами для одного периода (цикла) при использовании схемы переключения весов предварительного кодирования, показанной на фиг. 6. Символ #0 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i$ на фиг. 6. Символ #1 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+1$ на фиг. 6. Символ #2 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+2$ на фиг. 6. Символ #3 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+3$ на фиг. 6. Соответственно, символ # x выглядит следующим образом. Когда $x \bmod 4$ равно 0, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i$ на фиг. 6. Когда $x \bmod 4$ равно 1, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+1$ на фиг. 6. Когда $x \bmod 4$ равно 2, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+2$ на фиг. 6. Когда $x \bmod 4$ равно 3, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+3$ на фиг. 6.

Таким образом, при использовании схемы передачи с несколькими несущими, например OFDM, символы можно размещать в частотной области, в отличие от передачи по одной несущей. Кроме того, упорядочение символов не ограничивается упорядочением, показанным на фиг. 15А и 15В. Другие примеры описываются со ссылкой на 16А, 16В, 17А и 17В.

Фиг. 16А и 16В показывают пример схемы переупорядочения символов, которая отличается от фиг. 15А и 15В, с помощью блоков 1404А и 1404В переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Фиг. 16А показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала z_1 , а фиг. 16В показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала z_2 . Отличие на фиг. 16А и 16В по сравнению с фиг. 15А и 15В состоит в том, что схема переупорядочения символов модулированного сигнала z_1 отличается от схемы переупорядочения символов модулированного сигнала z_2 . На фиг. 16В символы с #0 по #5 назначаются несущим с 4 по 9, а символы с #6 по #9 назначаются несущим с 0 по 3. Потом символы с #10 по #19 назначаются равномерно таким же образом. В этот момент, как на фиг. 15А и 15В, группа 1601 символов и группа 1602 символов, показанные на фиг. 16А и 16В, являются символами для одного периода (цикла) при использовании схемы переключения весов предварительного кодирования, показанной на фиг. 6.

Фиг. 17А и 17В показывают пример схемы переупорядочения символов, которая отличается от фиг. 15А и 15В, с помощью блоков 1404А и 1404В переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Фиг. 17А показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала z_1 , а фиг. 17В показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала z_2 . Отличие на фиг. 17А и 17В по сравнению с фиг. 15А и 15В состоит в том, что символы не размещаются в порядке несущей на фиг. 17А и 17В, тогда как символы размещаются в порядке несущей на фиг. 15А и 15В. Очевидно, что на фиг. 17А и 17В схема переупорядочения символов модулированного сигнала z_1 может отличаться от схемы переупорядочения символов модулированного сигнала z_2 , как на фиг. 16А и 16В.

Фиг. 18А и 18В показывают пример схемы переупорядочения символов, которая отличается от фиг. 15А-17В, с помощью блоков 1404А и 1404В переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Фиг. 18А показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала z_1 , а фиг. 18В показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала z_2 . На фиг. 15А-17В символы размещаются в частотной области, тогда как на фиг. 18А и 18В символы размещаются в частотной и временной областях.

На фиг. 6 описан пример переключения между весами предварительного кодирования по четырем временным интервалам. Однако здесь описывается пример переключения по восьми временным интервалам. Группы 1801 и 1802 символов, показанные на фиг. 18А и 18В, являются символами для одного периода (цикла) при использовании схемы переключения весов предварительного кодирования (и поэтому являются восьмисимвольными группами). Символ #0 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i$. Символ #1 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+1$. Символ #2 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+2$. Символ #3 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+3$. Символ #4 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+4$. Символ #5 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+5$. Символ #6 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+6$. Символ #7 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+7$. Соответственно, символ # x выглядит следующим образом. Когда $x \bmod 8$ равно 0, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i$. Когда $x \bmod 8$ равно 1, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+1$. Когда $x \bmod 8$ равно 2, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+2$. Когда $x \bmod 8$ равно 3, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+3$. Когда $x \bmod 8$ равно 4, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+4$. Когда $x \bmod 8$ равно 5, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+5$. Когда $x \bmod 8$ равно 6, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+6$. Когда $x \bmod 8$ равно 7, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+7$. При упорядочении символов на фиг. 18А и 18В используются четыре временных интервала во временной области и два временных интервала в частотной области для $4 \times 2 = 8$ временных интервалов в итоге, чтобы разместить символы для одного периода (цикла). В этом случае пусть количеством символов в одном периоде (цикле) будет $m \times n$ символов (другими словами, существует $m \times n$ весов предварительного кодирования), количеством временных интервалов (количеством несущих) в частотной области, используемых для размещения символов в одном периоде (цикле), будет n , а количеством временных интервалов, используемых во временной области, будет m , тогда должно выполняться $m > n$. Причина в том, что фаза прямых волн меняется медленнее во временной области, чем в частотной области. Поэтому, поскольку в настоящем варианте осуществления веса предварительного кодирования изменяются, чтобы минимизировать влияние стационарных прямых волн, то предпочтительно уменьшить колебание в прямых волнах в периоде (цикле) для изменения весов предварительного кодирования. Соответственно, должно выполняться $m > n$. Кроме того, учитывая вышеприведенные моменты, вместо переупорядочения символов только в частотной области или только во временной области прямые волны с большей вероятностью становятся устойчивыми, когда символы переупорядочиваются одновременно в частотной и временной областях, как на фиг. 18А и 18В, посредством этого упрощая достижение полезных результатов настоящего изобретения. Однако, когда символы упорядочиваются в частотной области, колебания в частотной области являются резко выраженными, приводя к вероятности получения выигрыша от разнесения. Поэтому переупорядочение одновременно в частотной и временной областях не всегда непременно является наилучшей схемой. Фиг. 19А и 19В показывают пример схемы переупорядочения символов, которая отличается от фиг. 18А и 18В, с помощью блоков 1404А и 1404В переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Фиг. 19А показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала $z1$, а фиг. 19В показывает схему переупорядочения для символов модулированного сигнала $z2$. Как и на фиг. 18А и 18В, фиг. 19А и 19В показывают размещение символов с использованием частотной и временной осей. Отличие по сравнению с фиг. 18А и 18В состоит в том, что символы на фиг. 19А и 19В сначала размещаются во временной области, а затем в частотной области, тогда как на фиг. 18А и 18В символы сначала размещаются в частотной области, а затем во временной области. На фиг. 19А и 19В группа 1901 символов и группа 1902 символов являются символами для одного периода (цикла) при использовании схемы переключения предварительного кодирования.

Отметим, что на фиг. 18А, 18В, 19А и 19В, как и на фиг. 16А и 16В, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом, и достигнут полезный результат в виде высокого качества приема с помощью схемы размещения символов модулированного сигнала $z1$, отличающейся от схемы размещения символов модулированного сигнала $z2$. Кроме того, на фиг. 18А, 18В, 19А и 19В, как и на фиг. 17А и 17В, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом, и достигнут полезный результат в виде высокого качества приема без размещения символов по порядку.

Фиг. 27 показывает пример схемы переупорядочения символов, которая отличается от вышеприве-

денных примеров, с помощью блоков 1404А и 1404В переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Рассматривается случай постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования по четырем временным интервалам, как в Уравнениях 37-40. Отличительным признаком фиг. 27 является то, что символы размещаются по порядку в частотной области, но при переходе во временную область символы циклически сдвигаются на n символов (в примере на фиг. 27 $n=1$). В четырех символах, показанных в группе 2710 символов в частотной области на фиг. 27, предварительное кодирование переключается между матрицами предварительного кодирования из уравнений 37-40.

В этом случае символ #0 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #1 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #2 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #3 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

Аналогичным образом для группы 2720 символов в частотной области символ #4 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #5 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #6 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #7 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

Для символов в момент \$1 предварительное кодирование переключается между вышеупомянутыми матрицами предварительного кодирования, но во временной области символы циклически сдвигаются. Поэтому предварительное кодирование переключается между матрицами предварительного кодирования для групп 2701, 2702, 2703 и 2704 символов следующим образом.

В группе 2701 символов во временной области символ #0 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #9 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #18 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #27 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

В группе 2702 символов во временной области символ #28 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #1 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #10 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #19 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

В группе 2703 символов во временной области символ #20 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #29 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #2 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #11 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

В группе 2704 символов во временной области символ #12 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #21 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #30 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #3 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

Обращая внимание на символ #11, характеристикой фиг. 27 является, например, то, что символы по обе стороны в частотной области в одно время (символы #10 и #12) предварительно кодируются с помощью другой матрицы предварительного кодирования, нежели символ #11, а символы по обе стороны во временной области на одной несущей (символы #2 и #20) предварительно кодируются с помощью другой матрицы предварительного кодирования, нежели символ #11. Это имеет место не только для символа #11. Любой символ, имеющий символы по обеим сторонам в частотной области и временной области, характеризуется так же, как символ #11. В результате матрицы предварительного кодирования эффективно переключаются между собой, и поскольку уменьшается влияние на устойчивое состояние прямых волн, то увеличивается вероятность повышенного качества приема данных.

На фиг. 27 описан случай с $n=1$, однако n таким образом не ограничивается. Настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом при $n=3$. Кроме того, на фиг. 27, когда символы размещаются в частотной области и переходят во временную область, вышеупомянутая характеристика достигается путем циклического сдвига номера размещенного символа, но вышеупомянутой характеристики также можно достичь путем случайного (или равномерного) размещения символов.

Вариант 2 осуществления.

В варианте 1 осуществления описано постоянное переключение весов предварительного кодирования, которое показано на фиг. 6. В настоящем варианте осуществления описывается схема для разработки особых весов предварительного кодирования, которые отличаются от весов предварительного кодирования на фиг. 6.

На фиг. 6 описана схема для переключения между весами предварительного кодирования в Уравнениях 37-40. В результате обобщения этой схемы веса предварительного кодирования могут изменяться следующим образом. (Период (цикл) переключения для весов предварительного кодирования содержит четыре временных интервала, и уравнения перечисляются аналогично уравнениям 37-40).

Для номера $4i$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 42. Уравнение 42

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $4i+1$ символа:

Математическое выражение 43. Уравнение 43

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа:

Математическое выражение 44. Уравнение 44

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа.

Математическое выражение 45. Уравнение 45

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

Из уравнений 36 и 41 принятый вектор $R(t)=(r1(t), r2(t))^T$ можно представить следующим образом.

Для номера $4i$ символа:

Математическое выражение 46. Уравнение 46

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i) & h_{12}(4i) \\ h_{21}(4i) & h_{22}(4i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+1$ символа:

Математическое выражение 47. Уравнение 47

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+1) & h_{12}(4i+1) \\ h_{21}(4i+1) & h_{22}(4i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа:

Математическое выражение 48. Уравнение 48

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+2) & h_{12}(4i+2) \\ h_{21}(4i+2) & h_{22}(4i+2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа:

Математическое выражение 49. Уравнение 49

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+3) & h_{12}(4i+3) \\ h_{21}(4i+3) & h_{22}(4i+3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

В этом случае предполагается, что существуют только составляющие прямых волн в элементах $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ канала, что все амплитудные составляющие прямых волн равны, и что со временем не возникают колебания. При этих допущениях уравнения 46-49 можно представить следующим образом.

Для номера $4i$ символа:

Математическое выражение 50. Уравнение 50

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+1$ символа:

Математическое выражение 51. Уравнение 51

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа:

Математическое выражение 52. Уравнение 52

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа:

Математическое выражение 53. Уравнение 53

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

В уравнениях 50-53 пусть A будет положительным вещественным числом, а q будет комплексным числом. Значения A и q определяются в соответствии с взаимным расположением устройства передачи и устройства приема. Уравнения 50-53 можно представить следующим образом.

Для номера $4i$ символа:

Математическое выражение 54. Уравнение 54

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+1$ символа:

Математическое выражение 55. Уравнение 55

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа:

Математическое выражение 56. Уравнение 56

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа:

Математическое выражение 57. Уравнение 57

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

В результате, когда q представляется следующим образом, составляющая сигнала на основе одного из $s1$ и $s2$ больше не включается в $r1$ и $r2$, и поэтому уже нельзя получить один из сигналов $s1$ и $s2$.

Для номера $4i$ символа:

Математическое выражение 58. Уравнение 58

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i)-\delta)}$$

Для номера $4i+1$ символа:

Математическое выражение 59. Уравнение 59

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1)-\delta)}$$

Для номера $4i+2$ символа:

Математическое выражение 60. Уравнение 60

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+2)-\theta_{21}(4i+2))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+2)-\theta_{21}(4i+2)-\delta)}$$

Для номера $4i+3$ символа:

Математическое выражение 61. Уравнение 61

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3)-\delta)}$$

В этом случае, если q имеет одно и то же решение в номерах $4i$, $4i+1$, $4i+2$ и $4i+3$ символа, то элементы канала у прямых волн не меняются значительно. Поэтому устройство приема, имеющее элементы канала, в которых значение q эквивалентно одному и тому же решению, уже не может получить отличное качество приема для любого из номеров символа. Поэтому сложно добиться возможности исправить ошибки, даже если вводятся коды исправления ошибок. Соответственно, чтобы q не имело одного и того же решения, необходимо следующее условие из уравнений 58-61, когда обращают внимание на одно из двух решений q , которое не включает в себя δ .

Математическое выражение 62. Условие #1

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x)-\theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y)-\theta_{21}(4i+y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, 3)$$

(x равен 0, 1, 2, 3; y равен 0, 1, 2, 3; и $x \neq y$). В примере, удовлетворяющем условию #1, значения ус-

танавливаются следующим образом:

Пример #1.

$$(1) \theta_{11}(4i) = \theta_{11}(4i+1) = \theta_{11}(4i+2) = \theta_{11}(4i+3) = 0 \text{ радианов,}$$

$$(2) \theta_{21}(4i) = 0 \text{ радианов,}$$

$$(3) \theta_{21}(4i+1) = \pi/2 \text{ радианов,}$$

$$(4) \theta_{21}(4i+2) = \pi \text{ радианов и}$$

$$(5) \theta_{21}(4i+3) = 3\pi/2 \text{ радианов.}$$

(Вышеприведенное является примером. Достаточно, чтобы каждое одно из нуля радианов, $\pi/2$ радианов, π радианов и $3\pi/2$ радианов существовало для набора $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i+1), \theta_{21}(4i+2), \theta_{21}(4i+3))$). В этом случае, в частности при условии (1), нет необходимости выполнять обработку сигналов (обработку с вращением) над основоположным сигналом $S1(t)$, что дает преимущество в сокращении размера схемы. Другим примером является установление значений следующим образом.

Пример #2.

$$(6) \theta_{11}(4i) = 0 \text{ радианов,}$$

$$(7) \theta_{11}(4i+1) = \pi/2 \text{ радианов,}$$

$$(8) \theta_{11}(4i+2) = \pi \text{ радианов,}$$

$$(9) \theta_{11}(4i+3) = 3\pi/2 \text{ радианов и}$$

$$(10) \theta_{21}(4i) = \theta_{21}(4i+1) = \theta_{21}(4i+2) = \theta_{21}(4i+3) = 0 \text{ радианов.}$$

(Вышеприведенное является примером. Достаточно, чтобы каждое одно из нуля радианов, $\pi/2$ радианов, π радианов и $3\pi/2$ радианов существовало для набора $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i+1), \theta_{11}(4i+2), \theta_{11}(4i+3))$). В этом случае, в частности при условии (6), нет необходимости выполнять обработку сигналов (обработку с вращением) над основоположным сигналом $S2(t)$, что дает преимущество в сокращении размера схемы. Еще один пример выглядит следующим образом.

Пример #3.

$$(11) \theta_{11}(4i) = \theta_{11}(4i+1) = \theta_{11}(4i+2) = \theta_{11}(4i+3) = 0 \text{ радианов,}$$

$$(12) \theta_{21}(4i) = 0 \text{ радианов,}$$

$$(13) \theta_{21}(4i+1) = \pi/4 \text{ радианов,}$$

$$(14) \theta_{21}(4i+2) = \pi/2 \text{ радианов и}$$

$$(15) \theta_{21}(4i+3) = 3\pi/4 \text{ радианов.}$$

(Вышеприведенное является примером. Достаточно, чтобы каждое одно из нуля радианов, $\pi/4$ радианов, $\pi/2$ радианов и $3\pi/4$ радианов существовало для набора $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i+1), \theta_{21}(4i+2), \theta_{21}(4i+3))$).

Пример #4.

$$(16) \theta_{11}(4i) = 0 \text{ радианов,}$$

$$(17) \theta_{11}(4i+1) = \pi/4 \text{ радианов,}$$

$$(18) \theta_{11}(4i+2) = \pi/2 \text{ радианов,}$$

$$(19) \theta_{11}(4i+3) = 3\pi/4 \text{ радианов и}$$

$$(20) \theta_{21}(4i) = \theta_{21}(4i+1) = \theta_{21}(4i+2) = \theta_{21}(4i+3) = 0 \text{ радианов.}$$

(Вышеприведенное является примером. Достаточно, чтобы каждое одно из нуля радианов, $\pi/4$ радианов, $\pi/2$ радианов и $3\pi/4$ радианов существовало для набора $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i+1), \theta_{11}(4i+2), \theta_{11}(4i+3))$).

Хотя показано четыре примера, схема выполнения условия #1 не ограничивается этими примерами.

Далее описываются требования к исполнению не только для θ_{11} и θ_{12} , но также и для λ и δ . Достаточно установить λ в некоторое значение; затем необходимо установить требования для δ . Нижеследующее описывает схему исполнения для δ , когда λ устанавливается в ноль радианов.

В этом случае в результате задания δ так, чтобы $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| \leq \pi$ радианов, достигается отличное качество приема, особенно в среде LOS.

Между прочим, для каждого из номеров $4i$, $4i+1$, $4i+2$ и $4i+3$ символа существуют две точки q , где качество приема становится плохим. Поэтому всего существуют $2 \times 4 = 8$ таких точек. В среде LOS, чтобы предотвратить ухудшение качества приема в определенном приемном терминале, эти восемь точек должны иметь другое решение. В этом случае в дополнение к условию #1 необходимо условие #2.

Математическое выражение 63. Условие #2

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x) - \theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y) - \theta_{21}(4i+y) - \delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, 3)$$

и

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x) - \theta_{21}(4i+x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y) - \theta_{21}(4i+y) - \delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, 3)$$

Более того, фаза этих восьми точек должна быть равномерно распределена (поскольку фаза прямой волны считается имеющей высокую вероятность равномерного распределения). Нижеследующее описывает схему исполнения, чтобы δ удовлетворяло этому требованию.

В случае примера #1 и примера #2 фаза становится равномерной в точках, в которых качество приема плохое, путем установки δ в $\pm 3\pi/4$ радианов. Например, пусть δ будет равно $3\pi/4$ радианов в примере

#1 (и пусть A будет положительным вещественным числом), тогда в каждом из четырех временных интервалов точки, в которых качество приема становится плохим, появляются один раз, как показано на фиг. 20. В случае примера #3 и примера #4 фаза становится равномерной в точках, в которых качество приема плохое, путем установки δ в $\pm\pi$ радианов. Например, пусть δ будет равно π радианов в примере #3, тогда в каждом из четырех временных интервалов точки, в которых качество приема становится плохим, появляются один раз, как показано на фиг. 21. (Если элемент q в матрице H канала существует в точках, показанных на фиг. 20 и 21, то качество приема ухудшается).

С помощью вышеприведенной структуры достигается отличное качество приема в среде LOS. Выше описывается пример изменения весов предварительного кодирования в четырехинтервальном периоде (цикле), а ниже описывается изменение весов предварительного кодирования в N -интервальном периоде (цикле). Используя такие же соображения, как в варианте 1 осуществления и в вышеприведенном описании, представленная ниже обработка выполняется над каждым номером символа.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 64. Уравнение 62

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j\theta_{11}(Ni)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $Ni+1$ символа:

Математическое выражение 65. Уравнение 63

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 66. Уравнение 64

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j\theta_{11}(Ni+k)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 67. Уравнение 65

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Соответственно, $g1$ и $g2$ представляются следующим образом. Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 68. Уравнение 66

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j\theta_{11}(Ni)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $Ni+1$ символа:

Математическое выражение 69. Уравнение 67

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 70. Уравнение 68

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j\theta_{11}(Ni+k)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 71. Уравнение 69

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В этом случае предполагается, что существуют только составляющие прямых волн в элементах $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ канала, что все амплитудные составляющие прямых волн равны, и что со временем не возникают колебания. При этих допущениях уравнения 66-69 можно представить следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 72. Уравнение 70

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $Ni+1$ символа:

Математическое выражение 73. Уравнение 71

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 74. Уравнение 72

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 75. Уравнение 73

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В уравнениях 70-73 пусть A будет вещественным числом, а q будет комплексным числом. Значения A и q определяются в соответствии с взаимным расположением устройства передачи и устройства приема. Уравнения 70-73 можно представить следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 76. Уравнение 74

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $Ni+1$ символа:

Математическое выражение 77. Уравнение 75

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 78. Уравнение 76

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 79. Уравнение 77

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В результате, когда q представляется следующим образом, составляющая сигнала на основе одного из $s1$ и $s2$ больше не включается в $r1$ и $r2$, и поэтому уже нельзя получить один из сигналов $s1$ и $s2$.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 80. Уравнение 78

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)}$$

Для номера $Ni+1$ символа:

Математическое выражение 81. Уравнение 79

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 82. Уравнение 80

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 83. Уравнение 81

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1)-\delta)}$$

В этом случае, если q имеет одно и то же решение в номерах символа с Ni по $Ni+N-1$, то поскольку

элементы канала у прямых волн не меняются значительно, устройство приема, имеющее элементы канала, в которых значение q эквивалентно этому одному и тому же решению, уже не может получить отличное качество приема для любого из номеров символа. Поэтому сложно добиться возможности исправить ошибки, даже если вводятся коды исправления ошибок. Соответственно, чтобы q не имело одного и того же решения, необходимо следующее условие из уравнений 78-81, когда обращают внимание на одно из двух решений q , которое не включает в себя δ .

Математическое выражение 84. Условие #3

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

Далее описываются требования к исполнению не только для θ_{12} , но также и для λ и δ . Достаточно установить λ в некоторое значение; затем необходимо установить требования для δ . Нижеследующее описывает схему исполнения для δ , когда λ устанавливается в ноль радианов.

В этом случае, аналогично схеме изменения весов предварительного кодирования в четырехинтервальном периоде (цикле), в результате задания δ так, чтобы $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| \leq \pi$ радианов, достигается отличное качество приема, особенно в среде LOS.

В каждом номере символа с N_i по N_i+N-1 существуют две точки, обозначенные q , где качество приема становится плохим, и поэтому существуют $2N$ таких точек. В среде LOS, чтобы добиться отличных характеристик, эти $2N$ точек должны иметь другое решение. В этом случае в дополнение к условию #3 необходимо условие #4.

Математическое выражение 85. Условие #4

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

и

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y)-\delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Более того, фаза этих $2N$ точек должна быть равномерно распределена (поскольку фаза прямой волны на каждом устройстве приема считается имеющей высокую вероятность равномерного распределения).

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе MIMO, полезный результат в виде повышенного качества передачи по сравнению с традиционной системой MIMO с пространственным мультиплексированием достигается в среде LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем.

В настоящем варианте осуществления структура устройства приема является такой, как описана в варианте 1 осуществления, и в частности, в отношении структуры устройства приема описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в настоящем варианте осуществления коды исправления ошибок не ограничиваются, аналогично варианту 1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления, в отличие от варианта 1 осуществления, описана схема изменения весов предварительного кодирования во временной области. Однако, как описано в варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом путем изменения весов предварительного кодирования с использованием схемы передачи с несколькими несущими и размещением символов в частотной области и частотно-временной области. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например, контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Вариант 3 осуществления.

В варианте 1 осуществления и варианте 2 осуществления описана схема постоянного переключения между весами предварительного кодирования для случая, где амплитуда каждого элемента в весовой матрице предварительного кодирования является эквивалентной. Однако в настоящем варианте осуществления описывается пример, который не удовлетворяет этому условию.

Для контраста с вариантом 2 осуществления описывается случай изменения весов предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл). Используя такие же соображения, как в варианте 1 осуществления и варианте 2 осуществления, представленная ниже обработка выполняется над каждым номером символа. Пусть β будет положительным вещественным числом и $\beta \neq 1$.

Для номера N_i символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 86. Уравнение 82

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $Ni+1$ символа:

Математическое выражение 87. Уравнение 83

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 88. Уравнение 84

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 89. Уравнение 85

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Соответственно, $g1$ и $g2$ представляются следующим образом. Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 90. Уравнение 86

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $Ni+1$ символа:

Математическое выражение 91. Уравнение 87

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 92. Уравнение 88

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 93. Уравнение 89

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В этом случае предполагается, что существуют только составляющие прямых волн в элементах $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ канала, что все амплитудные составляющие прямых волн равны, и что со временем не возникают колебания. При этих допущениях уравнения 86-89 можно представить следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 94. Уравнение 90

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $Ni+1$ символа:

Математическое выражение 95. Уравнение 91

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 96. Уравнение 92

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера Ni+N-1 символа:

Математическое выражение 97. Уравнение 93

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В Уравнениях 90-93 пусть A будет вещественным числом, а q будет комплексным числом. Уравнения 90-93 можно представить следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 98. Уравнение 94

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера Ni+1 символа:

Математическое выражение 99. Уравнение 95

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера Ni+k символа (k=0, 1, ..., N-1):

Математическое выражение 100. Уравнение 96

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера Ni+N-1 символа:

Математическое выражение 101. Уравнение 97

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В результате, когда q представляется следующим образом, уже нельзя получить один из сигналов s1 и s2.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 102. Уравнение 98

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)}$$

Для номера Ni+1 символа: Математическое выражение 103 Уравнение 99

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера Ni+k символа (k=0, 1, ..., N-1):

Математическое выражение 104 Уравнение 100

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)}$$

Кроме того, для номера Ni+N-1 символа: Математическое выражение 105 Уравнение 101

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1)-\delta)}$$

В этом случае, если q имеет одно и то же решение в номерах символа с Ni по Ni+N-1, то поскольку элементы канала у прямых волн не меняются значительно, уже нельзя получить отличное качество приема для любого из номеров символа. Поэтому сложно добиться возможности исправить ошибки, даже если вводятся коды исправления ошибок. Соответственно, чтобы q не имело одного и того же решения, необходимо следующее условие из уравнений 98-101, когда обращают внимание на одно из двух решений q, которое не включает в себя δ .

Математическое выражение 106. Условие #5

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

Далее описываются требования к исполнению не только для θ_{11} и θ_{12} , но также и для λ и δ . Достаточно установить λ в некоторое значение; затем необходимо установить требования для δ . Нижеследующее описывает схему исполнения для δ , когда λ устанавливается в ноль радианов.

В этом случае, аналогично схеме изменения весов предварительного кодирования в четырехинтервальном периоде (цикле), в результате задания δ так, чтобы $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| \leq \pi$ радианов, достигается отличное качество приема, особенно в среде LOS.

В каждом из номеров символа с N_i по N_i+N-1 существуют две точки q , где качество приема становится плохим, и поэтому существуют $2N$ таких точек. В среде LOS, чтобы добиться отличных характеристик, эти $2N$ точек должны иметь другое решение. В этом случае, в дополнение к условию #5, принимая во внимание, что β является положительным вещественным числом и $\beta \neq 1$, необходимо условие #6.

Математическое выражение 107. Условие #6

$$e^{j(\theta_{11(N_i+x)} - \theta_{21(N_i+x)} - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11(N_i+y)} - \theta_{21(N_i+y)} - \delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе MIMO, полезный результат в виде повышенного качества передачи по сравнению с традиционной системой MIMO с пространственным мультиплексированием достигается в среде LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем.

В настоящем варианте осуществления структура устройства приема является такой, как описана в варианте 1 осуществления, и в частности, в отношении структуры устройства приема описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в настоящем варианте осуществления коды исправления ошибок не ограничиваются, аналогично варианту 1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления, в отличие от варианта 1 осуществления, описана схема изменения весов предварительного кодирования во временной области. Однако, как описано в варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом путем изменения весов предварительного кодирования с использованием схемы передачи с несколькими несущими и размещения символов в частотной области и частотно-временной области. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например, контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Вариант 4 осуществления.

В варианте 3 осуществления схема постоянного переключения между весами предварительного кодирования описана для примера двух типов амплитуд для каждого элемента в весовой матрице предварительного кодирования, 1 и β . В этом случае математическое выражение 108 $\frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}}$ игнорируется.

Далее описывается пример изменения значения β по временному интервалу. Для контраста с вариантом 3 осуществления описывается случай изменения весов предварительного кодирования за $2 \times N$ -интервальный период (цикл).

Используя такие же соображения, как в варианте 1 осуществления, варианте 2 осуществления и варианте 3 осуществления, представленная ниже обработка выполняется над номерами символа. Пусть β будет положительным вещественным числом и $\beta \neq 1$. Кроме того, пусть α будет положительным вещественным числом и $\alpha \neq \beta$.

Для номера $2N_i$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 109. Уравнение 102

$$\begin{pmatrix} z1(2N_i) \\ z2(2N_i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2N_i)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2N_i) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2N_i)} & e^{j(\theta_{21}(2N_i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2N_i) \\ s2(2N_i) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $2N_i+1$ символа:

Математическое выражение 110. Уравнение 103

$$\begin{pmatrix} z1(2N_i+1) \\ z2(2N_i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2N_i+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2N_i+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2N_i+1)} & e^{j(\theta_{21}(2N_i+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2N_i+1) \\ s2(2N_i+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $2N_i+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 111. Уравнение 104

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+k) \\ z2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 112. Уравнение 105

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N-1) \\ z2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Для номера $2Ni+N$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 113. Уравнение 106

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N) \\ z2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $2Ni+N+1$ символа:

Математическое выражение 114. Уравнение 107

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N+1) \\ z2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $2Ni+N+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 115. Уравнение 108

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N+k) \\ z2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+2N-1$ символа:

Математическое выражение 116. Уравнение 109

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+2N-1) \\ z2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

Соответственно, $g1$ и $g2$ представляются следующим образом. Для номера $2Ni$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 117. Уравнение 110

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni) & h_{12}(2Ni) \\ h_{21}(2Ni) & h_{22}(2Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $2Ni+1$ символа:

Математическое выражение 118. Уравнение 111

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+1) & h_{12}(2Ni+1) \\ h_{21}(2Ni+1) & h_{22}(2Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $2Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 119. Уравнение 112

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+k) & h_{12}(2Ni+k) \\ h_{21}(2Ni+k) & h_{22}(2Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 120. Уравнение 113

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N-1) & h_{12}(2Ni+N-1) \\ h_{21}(2Ni+N-1) & h_{22}(2Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Для номера $2Ni+N$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 121. Уравнение 114

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N) & h_{12}(2Ni+N) \\ h_{21}(2Ni+N) & h_{22}(2Ni+N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $2Ni+N+1$ символа:

Математическое выражение 122. Уравнение 115

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+1) & h_{12}(2Ni+N+1) \\ h_{21}(2Ni+N+1) & h_{22}(2Ni+N+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $2Ni+N+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 123. Уравнение 116

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+k) & h_{12}(2Ni+N+k) \\ h_{21}(2Ni+N+k) & h_{22}(2Ni+N+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $2Ni+2N-1$ символа:

Математическое выражение 124. Уравнение 117

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+2N-1) & h_{12}(2Ni+2N-1) \\ h_{21}(2Ni+2N-1) & h_{22}(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

В этом случае предполагается, что существуют только составляющие прямых волн в элементах $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ канала, что все амплитудные составляющие прямых волн равны, и что со временем не возникают колебания. При этих допущениях уравнения 110-117 можно представить следующим образом.

Для номера $2Ni$ символа (где i - целое число, больше либо равно нулю):

Математическое выражение 125. Уравнение 118

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $2Ni+1$ символа:

Математическое выражение 126. Уравнение 119

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 127. Уравнение 120

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+N-1$ символа:

Математическое выражение 128. Уравнение 121

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Для номера $2Ni+N$ символа (где i - целое число, больше либо равно нулю):

Математическое выражение 129. Уравнение 122

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера $2Ni+N+1$ символа:

Математическое выражение 130. Уравнение 123

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $2Ni+N+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 131. Уравнение 124

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+2N-1$ символа:

Математическое выражение 132. Уравнение 125

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

В Уравнениях 118-125 пусть А будет вещественным числом, а q будет комплексным числом. Уравнения 118-125 можно представить следующим образом.

Для номера 2Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю):

Математическое выражение 133. Уравнение 126

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера 2Ni+1 символа:

Математическое выражение 134. Уравнение 127

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера 2Ni+k символа (k=0, 1, ..., N-1):

Математическое выражение 135/ Уравнение 128

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера 2Ni+N-1 символа:

Математическое выражение 136. Уравнение 129

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Для номера 2Ni+N символа (где i - целое число, больше либо равно нулю):

Математическое выражение 137. Уравнение 130

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей. Для номера 2Ni+N+1 символа:

Математическое выражение 138. Уравнение 131

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера 2Ni+N+k символа (k=0, 1, ..., N-1):

Математическое выражение 139. Уравнение 132

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера 2Ni+2N-1 символа:

Математическое выражение 140. Уравнение 133

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

В результате, когда q представляется следующим образом, уже нельзя получить один из сигналов s1 и s2.

Для номера 2Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю):

Математическое выражение 141. Уравнение 134

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni)-\theta_{21}(2Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni)-\theta_{21}(2Ni)-\delta)}$$

Для номера 2Ni+1 символа:

Математическое выражение 142. Уравнение 135

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)-\theta_{21}(2Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)-\theta_{21}(2Ni+1)-\delta)}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера 2Ni+k символа (k=0, 1, ..., N-1):

Математическое выражение 143. Уравнение 136

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)-\theta_{21}(2Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)-\theta_{21}(2Ni+k)-\delta)}$$

Кроме того, для номера 2Ni+N-1 символа:

Математическое выражение 144. Уравнение 137

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)-\theta_{21}(2Ni+N-1))} - A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)-\theta_{21}(2Ni+N-1)-\delta)}$$

Для номера $2Ni+N$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 145. Уравнение 138

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N)-\delta)}$$

Для номера $2Ni+N+1$ символа:

Математическое выражение 146. Уравнение 139

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1)-\delta)}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом. Для номера $2Ni+N+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$):

Математическое выражение 147. Уравнение 140

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k)-\delta)}$$

Кроме того, для номера $2Ni+2N-1$ символа:

Математическое выражение 148. Уравнение 141

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1)-\delta)}$$

В этом случае, если q имеет одно и то же решение в номерах символа с $2Ni$ по $2Ni+N-1$, то поскольку элементы канала у прямых волн не меняются значительно, уже нельзя получить отличное качество приема для любого из номеров символа. Поэтому сложно добиться возможности исправить ошибки, даже если вводятся коды исправления ошибок. Соответственно, чтобы q не имело одного и того же решения, условие #7 или условие #8 становится необходимым из уравнений 134-141 и из того факта, что $\alpha \neq \beta$, когда обращают внимание на одно из двух решений q , которое не включает в себя δ .

Математическое выражение 149. Условие #7

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$). и

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+x)-\theta_{21}(2Ni+N+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+y)-\theta_{21}(2Ni+N+y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 150. Условие #8

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

В этом случае условие #8 аналогично условиям, описанным в вариантах осуществления с 1 по 3. Однако в отношении условия #7, поскольку $\alpha \neq \beta$, решение, не включающее в себя δ среди двух решений q , является другим решением.

Далее описываются требования к исполнению не только для θ_{12} , но также и для λ и δ . Достаточно установить λ в некоторое значение; затем необходимо установить требования для δ . Нижеследующее описывает схему исполнения для δ , когда λ устанавливается в ноль радианов.

В этом случае, аналогично схеме изменения весов предварительного кодирования в четырехинтервальном периоде (цикле), в результате задания δ так, чтобы $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| \leq \pi$ радианов, достигается отличное качество приема, особенно в среде LOS.

В номерах символа с $2Ni$ по $2Ni+2N-1$ существуют две точки q , где качество приема становится плохим, и поэтому существуют $4N$ таких точек. В среде LOS, чтобы добиться отличных характеристик, эти $4N$ точек должны иметь другое решение. В этом случае, обращая внимание на амплитуду, для условия #7 или условия #8 необходимо следующее условие, поскольку $\alpha \neq \beta$.

Математическое выражение 151. Условие #9

$$\alpha \neq \frac{1}{\beta}$$

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе MIMO, полезный результат в виде повышенного качества передачи по сравнению с традиционной системой MIMO с пространственным мультиплексированием достигается в среде LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем.

В настоящем варианте осуществления структура устройства приема является такой, как описана в варианте 1 осуществления, и в частности, в отношении структуры устройства приема описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема

не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в настоящем варианте осуществления коды исправления ошибок не ограничиваются, аналогично варианту 1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления, в отличие от Варианта 1 осуществления, описана схема изменения весов предварительного кодирования во временной области. Однако, как описано в Варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом путем изменения весов предварительного кодирования с использованием схемы передачи с несколькими несущими и размещением символов в частотной области и частотно-временной области. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например, контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Вариант 5 осуществления.

В вариантах осуществления с 1 по 4 описана схема постоянного переключения между весами предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления описывается модификация этой схемы.

В вариантах осуществления с 1 по 4 описана схема постоянного переключения между весами предварительного кодирования, как на фиг. 6. В настоящем варианте осуществления описывается схема постоянного переключения между весами предварительного кодирования, которая отличается от фиг. 6.

Как и на фиг. 6, эта схема переключает между четырьмя разными весами предварительного кодирования (матрицами). Фиг. 22 показывает схему переключения, которая отличается от фиг. 6. На фиг. 22 четыре разных веса предварительного кодирования (матрицы) представляются как $W1$, $W2$, $W3$ и $W4$. (Например, $W1$ является весом предварительного кодирования (матрицей) в уравнении 37, $W2$ является весом предварительного кодирования (матрицей) в Уравнении 38, $W3$ является весом предварительного кодирования (матрицей) в уравнении 39, и $W4$ является весом предварительного кодирования (матрицей) в уравнении 40). На фиг. 3 элементы, которые работают аналогично фиг. 3 и фиг. 6, имеют такие же ссылочные номера.

Частями, уникальными для фиг. 22, являются следующие.

Первый период (цикл) 2201, второй период (цикл) 2202, третий период (цикл) 2203, ... являются четырехинтервальными периодами (циклами).

Разная весовая матрица предварительного кодирования используется в каждом из четырех временных интервалов, то есть $W1$, $W2$, $W3$ и $W4$ используются один раз.

$W1$, $W2$, $W3$ и $W4$ не нужно быть в одинаковом порядке в первом периоде (цикле) 2201, втором периоде (цикле) 2202, третьем периоде (цикле) 2203, ...

Чтобы реализовать эту схему, блок 2200 формирования веса предварительного кодирования принимает в качестве ввода сигнал касательно схемы взвешивания и выводит информацию 2210 о весах предварительного кодирования по порядку для каждого периода (цикла). Взвешивающий блок 600 принимает в качестве входных данных эту информацию, $s1(t)$ и $s2(t)$, выполняет взвешивание и выводит $z1(t)$ и $z2(t)$.

Фиг. 23 показывает другую схему взвешивания, нежели фиг. 22, для вышеупомянутой схемы предварительного кодирования. На фиг. 23 отличие от фиг. 22 состоит в том, что аналогичная фиг. 22 схема достигается путем предоставления блока переупорядочения после взвешивающего блока и путем переупорядочения сигналов.

На фиг. 23 блок 2200 формирования веса предварительного кодирования принимает в качестве ввода информацию 315 о схеме взвешивания и выводит информацию 2210 о весах предварительного кодирования в порядке весов $W1$, $W2$, $W3$, $W4$, $W1$, $W2$, $W3$, $W4$, ... предварительного кодирования. Соответственно, взвешивающий блок 600 использует веса предварительного кодирования в порядке весов $W1$, $W2$, $W3$, $W4$, $W1$, $W2$, $W3$, $W4$, ... предварительного кодирования и выводит предварительно кодированные сигналы 2300A и 2300B.

Блок 2300 переупорядочения принимает в качестве входных данных предварительно кодированные сигналы 2300A и 2300B, переупорядочивает предварительно кодированные сигналы 2300A и 2300B в порядке первого периода (цикла) 2201, второго периода (цикла) 2202 и третьего периода (цикла) 2203 на фиг. 23 и выводит $z1(t)$ и $z2(t)$.

Отметим, что в вышеприведенном описании период (цикл) для переключения между весами предварительного кодирования описан как имеющий четыре временных интервала для сравнения с фиг. 6. Однако, как в вариантах осуществления с 1 по 4, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом с периодом (циклом), имеющим не только четыре временных интервала.

Кроме того, в вариантах осуществления с 1 по 4 и в вышеупомянутой схеме предварительного кодирования значения δ и β описаны как одинаковые для каждого временного интервала в рамках периода (цикла), но значения δ и β могут меняться в каждом временном интервале.

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе MIMO, полезный результат в виде повышенного качества передачи по сравнению с традиционной системой MIMO с пространственным мультиплексированием достигается в среде

LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем.

В настоящем варианте осуществления структура устройства приема является такой, как описана в варианте 1 осуществления, и в частности, в отношении структуры устройства приема описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в настоящем варианте осуществления коды исправления ошибок не ограничиваются, аналогично варианту 1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления, в отличие от Варианта 1 осуществления, описана схема изменения весов предварительного кодирования во временной области. Однако, как описано в варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом путем изменения весов предварительного кодирования с использованием схемы передачи с несколькими несущими и размещением символов в частотной области и частотно-временной области. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например, контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Вариант 6 осуществления.

В вариантах 1-4 осуществления описана схема для постоянного переключения между весами предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления снова описывается схема для постоянного переключения между весами предварительного кодирования, включая то содержание, которое описано в вариантах 1-4 осуществления.

Сначала без учета среды LOS схема проектирования матрицы предварительного кодирования описывается для системы MIMO с пространственным мультиплексированием 2×2 , которая выбирает предварительное кодирование, в котором не доступна обратная связь от партнера по связи.

Фиг. 30 показывает модель системы MIMO с пространственным мультиплексированием 2×2 , которая выбирает предварительное кодирование, в котором не доступна обратная связь от партнера по связи. Кодировается и перемежается информационный вектор z . В качестве выхода перемежения получается кодированный двоичный вектор $u(p) = (u_1(p), u_2(p))$, где p - временной интервал. Пусть $u_i(p) = (u_{i1}(p), \dots, u_{ih}(p))$, где h - количество разрядов передачи в расчете на символ. Пусть сигналом после модуляции (отображения) будет $s(p) = (s_1(p), s_2(p))^T$, а матрицей предварительного кодирования будет $F(p)$, тогда предварительно кодированный символ $x(p) = (x_1(p), x_2(p))^T$ представляется следующим уравнением.

Математическое выражение 152. Уравнение 142

$$\begin{aligned} x(p) &= (x_1(p), x_2(p))^T \\ &= F(p)s(p) \end{aligned}$$

Соответственно, пусть принятым вектором будет $y(p) = (y_1(p), y_2(p))^T$, тогда принятый вектор $y(p)$ представляется следующим уравнением.

Математическое выражение 153. Уравнение 143

$$\begin{aligned} y(p) &= (y_1(p), y_2(p))^T \\ &= H(p)F(p)s(p) + n(p) \end{aligned}$$

В этом уравнении $H(p)$ является матрицей канала, $n(p) = (n_1(p), n_2(p))^T$ является вектором помех, а $n_i(p)$ является н.о.р. комплексными случайными гауссовскими помехами со средним значением 0 и дисперсией σ^2 . Пусть коэффициентом Райса будет K , тогда вышеприведенное уравнение можно представить следующим образом.

Математическое выражение 154. Уравнение 144

$$\begin{aligned} y(p) &= (y_1(p), y_2(p))^T \\ &= \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} H_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_s(p) \right) F(p)s(p) + n(p) \end{aligned}$$

В этом уравнении $H_d(p)$ является матрицей канала для составляющих прямых волн, а $H_s(p)$ является матрицей канала для составляющих рассеянных волн. Соответственно, матрица $H(p)$ канала представляется следующим образом.

Математическое выражение 155. Уравнение 145

$$\begin{aligned} H(p) &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} H_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_s(p) \\ &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,s}(p) & h_{12,s}(p) \\ h_{21,s}(p) & h_{22,s}(p) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

В уравнении 145 предполагается, что среда прямых волн однозначно определяется взаимным расположением передатчиков, и что матрица $H_d(p)$ канала для составляющих прямых волн не меняется со временем. Кроме того, в матрице $H_d(p)$ канала для составляющих прямых волн предполагается, что по

сравнению с интервалом между передающими антеннами высока вероятность среды с достаточно большим расстоянием между устройствами передачи и приема, и поэтому матрица канала для составляющих прямых волн может рассматриваться как невырожденная матрица. Соответственно, матрица $\mathbf{H}_d(p)$ канала представляется следующим образом.

Математическое выражение 156. Уравнение 146

$$\mathbf{H}_d(p) = \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix}$$

В этом уравнении пусть A будет положительным вещественным числом, а q будет комплексным числом. Затем без учета среды LOS схема проектирования матрицы предварительного кодирования описывается для системы MIMO с пространственным мультиплексированием 2×2 , которая выбирает предварительное кодирование, в котором не доступна обратная связь от партнера по связи.

Из уравнений 144 и 145 сложно найти матрицу предварительного кодирования без подходящей обратной связи в условиях, включающих в себя рассеянные волны, поскольку сложно выполнить анализ в условиях, включающих в себя рассеянные волны. Более того, в среде NLOS происходит небольшое ухудшение качества приема данных по сравнению со средой LOS. Поэтому нижеследующее описывает схему проектирования матриц предварительного кодирования без подходящей обратной связи в среде LOS (матриц предварительного кодирования для схемы предварительного кодирования, которая переключается между матрицами предварительного кодирования со временем).

Как описано выше, поскольку сложно выполнить анализ в условиях, включающих в себя рассеянные волны, то подходящая матрица предварительного кодирования для матрицы канала, включающей в себя составляющие только прямых волн, находится из уравнений 144 и 145. Поэтому в уравнении 144 рассматривается случай, когда матрица канала включает в себя составляющие только прямых волн. Из уравнения 146 следует, что уравнение 144 можно представить следующим образом.

Математическое выражение 157. Уравнение 147

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \mathbf{H}_d(p) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) = \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p)$$

В этом уравнении унитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования. Соответственно, матрица предварительного кодирования представляется следующим образом.

Математическое выражение 158. Уравнение 148

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом уравнении A является фиксированным значением. Поэтому Уравнение 147 можно представить следующим образом.

Математическое выражение 159. Уравнение 149

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

Как понятно из Уравнения 149, когда устройство приема выполняет линейную операцию по форсированию нуля (ZF) или минимальной среднеквадратической ошибке (MMSE), переданный разряд нельзя определить с помощью $s1(p)$, $s2(p)$. Поэтому выполняется итеративная APP (или итеративный логарифм максимума APP) либо APP (или логарифм максимума APP), описанные в варианте 1 осуществления (в дальнейшем называемые вычислением максимального правдоподобия (ML)), находится логарифмическое отношение правдоподобия каждого разряда, переданного в $s1(p)$, $s2(p)$, и выполняется декодирование с кодами исправления ошибок. Соответственно, нижеследующее описывает схему проектирования матрицы предварительного кодирования без подходящей обратной связи в среде LOS для устройства приема, которое выполняет вычисление ML.

Рассматривается предварительное кодирование в Уравнении 149. Правая сторона и левая сторона первой строки умножаются на $e^{-j\psi}$, и аналогичным образом правая сторона и левая сторона второй строки умножаются на $e^{-j\psi}$. Следующий уравнение представляет результат.

Математическое выражение 160. Уравнение 150

$$\begin{aligned}
& \begin{pmatrix} e^{-j\psi} y_1(p) \\ e^{-j\psi} y_2(p) \end{pmatrix} \\
&= e^{-j\psi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \right\} \\
&= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & e^{-j\psi} q \\ A e^{j0} & e^{-j\psi} q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + e^{-j\psi} \mathbf{n}(p)
\end{aligned}$$

$e^{-j\psi} y_1(p)$, $e^{-j\psi} y_2(p)$ и $e^{-j\psi} q$ соответственно переопределяются как $y_1(p)$, $y_2(p)$ и q . Кроме того, поскольку $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) = (e^{-j\psi} n_1(p), e^{-j\psi} n_2(p))^T$ и $e^{-j\psi} n_1(p)$, $e^{-j\psi} n_2(p)$ являются независимыми и одинаково распределенными (н.о.р.) комплексными случайными гауссовскими помехами со средним значением 0 и дисперсией σ^2 , то $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p)$ переопределяется как $\mathbf{n}(p)$. В результате не утрачивается общность из-за переформулирования уравнения 150 в виде уравнения 151.

Математическое выражение 161. Уравнение 151

$$\begin{aligned}
& \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} \\
&= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)
\end{aligned}$$

Далее уравнение 151 для ясности преобразуется в уравнение 152.

Математическое выражение 162. Уравнение 152

$$\begin{aligned}
& \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} \\
&= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)
\end{aligned}$$

В этом случае пусть минимальным евклидовым расстоянием между принятой сигнальной точкой и принятой возможной сигнальной точкой будет $d_{\min}^2$, тогда плохая точка имеет минимальное значение, равное нулю, для $d_{\min}^2$, и существуют два значения q , в которых условия плохие в том, что исключаются все разряды, переданные с помощью $s1(p)$, и все разряды, переданные с помощью $s2(p)$.

В уравнении 152, когда не существует $s1(p)$.

Математическое выражение 163. Уравнение 153

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))}$$

В уравнении 152, когда не существует $s2(p)$.

Математическое выражение 164. Уравнение 154

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \pi)}$$

(В дальнейшем значения q , удовлетворяющие уравнениям 153 и 154, называются соответственно "точками плохого приема для $s1$ и $s2$ ").

Когда выполняется уравнение 153, принятое логарифмическое отношение правдоподобия нельзя найти ни для каких разрядов, переданных с помощью $s1(p)$, поскольку исключаются все разряды, переданные с помощью $s1(p)$. Когда выполняется уравнение 154, принятое логарифмическое отношение правдоподобия нельзя найти ни для каких разрядов, переданных с помощью $s2(p)$, поскольку исключаются все разряды, переданные с помощью $s2(p)$.

Теперь рассматривается ширококвещательная/многоадресная система передачи, которая не изменяет матрицу предварительного кодирования. В этом случае рассматривается модель системы, в которой базовая станция передает модулированные сигналы с использованием схемы предварительного кодирования, которая не переключает между матрицами предварительного кодирования, и множество терминалов (Γ терминалов) принимает модулированные сигналы, переданные базовой станцией.

Считается, что состояния прямых волн между базовой станцией и терминалами немного меняется со временем. Поэтому из уравнений 153 и 154 для терминала, который находится в положении, соответствующем условиям Уравнения 155 или Уравнения 156, и который находится в среде LOS, где коэффициент Райса большой, существует вероятность ухудшения качества приема данных. Соответственно, чтобы решить эту проблему, необходимо менять матрицу предварительного кодирования со временем.

Математическое выражение 165. Уравнение 155

$$q \approx -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))}$$

Математическое выражение 166. Уравнение 156

$$q \approx -A\alpha e^{j(\theta_{1(p)} - \theta_{2(p)} - \pi)}$$

Рассматривается схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период времени (цикл) с N временными интервалами (в дальнейшем называемая схемой переключения предварительного кодирования).

Поскольку имеется N временных интервалов в периоде времени (цикле), готовится N многообразий матриц $F[i]$ предварительного кодирования на основе уравнения 148 ($i=0, 1, \dots, N-1$). В этом случае матрицы $F[i]$ предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 167. Уравнение 157

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{1[i]}} & \alpha \times e^{j(\theta_{1[i]} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{2[i]}} & e^{j(\theta_{2[i]} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом уравнении пусть α не меняется со временем, и пусть λ также не меняется со временем (хотя можно разрешить изменение со временем).

Как и в варианте 1 осуществления, $F[i]$ является матрицей предварительного кодирования, используемой для получения предварительно кодированного сигнала x ($p=N \times k+i$) в уравнении 142 для времени $N \times k+i$ (где k - целое число, больше либо равное 0, и $i=0, 1, \dots, N-1$). То же самое справедливо ниже.

В этот момент на основе уравнений 153 и 154 для матриц предварительного кодирования для переключения предварительного кодирования важны условия исполнения, например, нижеследующие.

Математическое выражение 168. Условие #10, уравнение 158

$$e^{j(\theta_{1[x]} - \theta_{2[x]})} \neq e^{j(\theta_{1[y]} - \theta_{2[y]})}$$

для $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; \quad x, y = 0, 1, \dots, N-1)$

Математическое выражение 169. Условие #11, уравнение 159

$$e^{j(\theta_{1[x]} - \theta_{2[x]} - \pi)} \neq e^{j(\theta_{1[y]} - \theta_{2[y]} - \pi)}$$

для $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; \quad x, y = 0, 1, \dots, N-1)$

Из условия #10 во всех Γ терминалах имеется один временной интервал или меньше, имеющий точки плохого приема для $s1$, среди N временных интервалов в периоде времени (цикле).

Соответственно, логарифмическое отношение правдоподобия для разрядов, переданных с помощью $s1(p)$, можно получить по меньшей мере для $N-1$ временных интервалов. Аналогичным образом из Условия #11 во всех Γ терминалах имеется один временной интервал или меньше, имеющий точки плохого приема для $s2$, среди N временных интервалов в периоде времени (цикле). Соответственно, логарифмическое отношение правдоподобия для разрядов, переданных с помощью $s2(p)$, можно получить по меньшей мере для $N-1$ временных интервалов.

Таким образом, в результате предоставления модели исполнения матрицы предварительного кодирования по условию #10 и условию #11 количество разрядов, для которых получается логарифмическое отношение правдоподобия, среди переданных с помощью $s1(p)$

разрядов, и количество разрядов, для которых получается логарифмическое отношение правдоподобия, среди переданных с помощью $s2(p)$ разрядов, гарантируется больше либо равным фиксированному числу на всех Γ терминалах. Поэтому на всех Γ терминалах считается, что ухудшение качества приема данных сдерживается в среде LOS, где коэффициент Райса большой.

Нижеследующее показывает пример матрицы предварительного кодирования в схеме переключения предварительного кодирования.

Распределение плотности вероятности у фазы прямой волны может считаться равномерно распределенным по $[0 \ 2\pi]$. Поэтому распределение плотности вероятности у фазы q в уравнениях 151 и 152 также может считаться равномерно распределенным по $[0 \ 2\pi]$. Соответственно, нижеследующее устанавливается в качестве условия для предоставления хорошего качества приема данных, насколько это возможно для Γ терминалов в одной и той же среде LOS, в которой отличается только фаза у q .

Условие #12.

При использовании схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом) среди N временных интервалов в периоде времени (цикле) точки плохого приема для $s1$ размещаются имеющими равномерное распределение в показателях фазы, и точки плохого приема для $s2$ размещаются имеющими равномерное распределение в показателях фазы.

Нижеследующее описывает пример матрицы предварительного кодирования в схеме переключения предварительного кодирования на основе Условий с #10 по #12. Пусть $\alpha=1,0$ в матрице предварительного кодирования в уравнении 157.

Пример #5.

Пусть количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) будет равно 8. Чтобы выполнить Условия с #10 по #12, предоставляются матрицы предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) $N=8$, как в следующем урав-

нении.

Математическое выражение 170. Уравнение 160

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \pi)} \end{pmatrix}$$

Здесь j - мнимая единица, и $i=0, 1, \dots, 7$. Вместо уравнения 160 может предоставляться уравнение 161 (где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 171. Уравнение 161

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Соответственно, точки плохого приема для $s1$ и $s2$ становятся как на фиг. 31А и 31В. (На фиг. 31А и 31В горизонтальная ось является вещественной осью, а вертикальная ось является мнимой осью). Вместо уравнений 160 и 161 могут предоставляться уравнения 162 и 163 (где $i=0, 1, \dots, 7$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 172. Уравнение 162

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 173. Уравнение 163

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Далее нижеследующее устанавливается в качестве условия, отличного от условия #12, для предоставления хорошего качества приема данных, насколько это возможно для Γ терминалов в одной и той же среде LOS, в которой отличается только фаза у q .

Условие #13.

При использовании схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом) в дополнение к условию:

Математическое выражение 174. Уравнение 164

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y] - \pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1)$$

точки плохого приема для $s1$ и точки плохого приема для $s2$ размещаются в равномерном распределении относительно фазы в N временных интервалах в периоде времени (цикле).

Нижеследующее описывает пример матрицы предварительного кодирования в схеме переключения предварительного кодирования на основе условия #10, условия #11 и условия #13. Пусть $\alpha=1,0$ в матрице предварительного кодирования в уравнении 157.

Пример #6.

Пусть количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) будет равно 4. Матрицы предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) $N=4$ предоставляются как в следующем уравнении.

Математическое выражение 175. Уравнение 165

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \pi)} \end{pmatrix}$$

Здесь j - мнимая единица, и $i=0, 1, 2, 3$. Вместо уравнения 165 может предоставляться уравнение 166 (где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 176. Уравнение 166

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Соответственно, точки плохого приема для $s1$ и $s2$ становятся как на фиг. 32. (На фиг. 32 горизонтальная ось является вещественной осью, а вертикальная ось является мнимой осью). Вместо уравнений 165 и 166 могут предоставляться уравнения 167 и 168 (где $i=0, 1, 2, 3$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 177. Уравнение 167

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 178. Уравнение 168

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

Далее описывается схема переключения предварительного кодирования, использующая неунитарную матрицу.

На основе уравнения 148 обсуждаемые теперь матрицы предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 179. Уравнение 169

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix}$$

Уравнения, соответствующие Уравнениям 151 и 152, представляются следующим образом.

Математическое выражение 180. Уравнение 170

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j\theta} & q \\ A e^{j\theta} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

Математическое выражение 181. Уравнение 171

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j\theta} & q \\ A e^{j\theta} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

В этом случае имеются два q, в которых минимальное значение $d_{\min}^2$ евклидова расстояния между принятой сигнальной точкой и принятой возможной сигнальной точкой равно нулю.

В уравнении 171, когда не существует s1(p):

Математическое выражение 182. Уравнение 172

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p))}$$

В уравнении 171, когда не существует s2(p):

Математическое выражение 183. Уравнение 173

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p)-\delta)}$$

В схеме переключения предварительного кодирования для N-интервального периода времени (цикла) N многообразий матрицы $\mathbf{F}[i]$ предварительного кодирования представляются следующим образом, ссылаясь на уравнение 169.

Математическое выражение 184. Уравнение 174

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i]+\lambda+\delta)} \end{pmatrix}$$

В этом уравнении пусть α и δ не меняются со временем. В этот момент на основе уравнений 34 и 35 для матриц предварительного кодирования для переключения предварительного кодирования предоставляются условия исполнения, например, нижеследующие.

Математическое выражение 185. Условие #14. Уравнение 175

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y])}$$

для $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; \quad x, y = 0, 1, \dots, N-1)$

Математическое выражение 186. Условие #15. Уравнение 176

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x]-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\delta)}$$

для $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; \quad x, y = 0, 1, \dots, N-1)$

Пример #7.

Пусть $\alpha=1,0$ в матрице предварительного кодирования в уравнении 174. Пусть количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) будет равно 16. Чтобы выполнить условие #12, условие #14 и условие #15, предоставляются матрицы предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) N=16, как в следующих уравнениях. Для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 187. Уравнение 177

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 188. Уравнение 178

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

Кроме того, матрица предварительного кодирования, которая отличается от уравнений 177 и 178, может быть предоставлена следующим образом.

Для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 189. Уравнение 179

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 190. Уравнение 180

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

Соответственно, точки плохого приема для s_1 и s_2 становятся как на фиг. 33А и 33В.

(На фиг. 33А и 33В горизонтальная ось является вещественной осью, а вертикальная ось является мнимой осью). Вместо уравнений 177 и 178 и уравнений 179 и 180 матрицы предварительного кодирования могут предоставляться, как указано ниже.

Для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 191. Уравнение 181

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 192. Уравнение 182

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

или для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 193. Уравнение 183

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 194. Уравнение 184

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

(В уравнениях 177-184 $7\pi/8$ можно заменить на $-7\pi/8$).

Далее нижеследующее устанавливается в качестве условия, отличного от условия #12, для предоставления хорошего качества приема данных, насколько это возможно для Γ терминалов в одной и той же среде LOS, в которой отличается только фаза φ .

Условие #16.

При использовании схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом) устанавливается следующее условие:

Математическое выражение 195. Уравнение 185

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y] - \delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1)$$

и точки плохого приема для s_1 и точки плохого приема для s_2 размещаются в равномерном распределении относительно фазы в N временных интервалах в периоде времени (цикле).

Нижеследующее описывает пример матрицы предварительного кодирования в схеме переключения предварительного кодирования на основе условия #14, условия #15 и условия #16. Пусть $\alpha=1,0$ в матрице предварительного кодирования в уравнении 174.

Пример #8.

Пусть количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) будет равно 8. Матрицы предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) $N=8$ предоставляются как в следующем уравнении.

Математическое выражение 196. Уравнение 186

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, \dots, 7$.

Кроме того, матрица предварительного кодирования, которая отличается от уравнения 186, может предоставляться следующим образом (где $i=0, 1, \dots, 7$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 197. Уравнение 187

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Соответственно, точки плохого приема для $s1$ и $s2$ становятся как на фиг. 34. Вместо уравнений 186 и 187 матрицы предварительного кодирования могут предоставляться следующим образом (где $i=0, 1, \dots, 7$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 198. Уравнение 188

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \text{ или}$$

Математическое выражение 199. Уравнение 189

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

(В уравнениях 186-189 $7\pi/8$ можно заменить на $-7\pi/8$).

Далее в матрице предварительного кодирования из уравнения 174 исследуется схема переключения предварительного кодирования, которая отличается от примера #7 и примера #8, допуская $\alpha \neq 1$ и принимая во внимание расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема.

В этом случае используется схема переключения предварительного кодирования для N -интервального периода времени (цикла) из уравнения 174, и из условия #14 во всех Γ терминалах имеется один временной интервал или меньше, имеющий точки плохого приема для $s1$, среди N временных интервалов в периоде времени (цикле). Соответственно, логарифмическое отношение правдоподобия для разрядов, переданных с помощью $s1(p)$, можно получить по меньшей мере для $N-1$ временных интервалов. Аналогичным образом из условия #15 во всех Γ терминалах имеется один временной интервал или меньше, имеющий точки плохого приема для $s2$, среди N временных интервалов в периоде времени (цикле). Соответственно, логарифмическое отношение правдоподобия для разрядов, переданных с помощью $s2(p)$, можно получить по меньшей мере для $N-1$ временных интервалов.

Поэтому понятно, что большее значение для N в N -интервальном периоде времени (цикле) увеличивает количество временных интервалов, в которых можно получить логарифмическое отношение правдоподобия.

Между прочим, поскольку влияние составляющих рассеянных волн также присутствует в фактической модели канала, считается, что когда количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) неизменно, существует вероятность повышенного качества приема данных, если минимальное расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема будет как можно больше. Соответственно, применительно к примеру #7 и примеру #8 рассматриваются схемы переключения предварительного кодирования, в которых $\alpha \neq 1$ и которые улучшают пример #7 и пример #8. Схему предварительного кодирования, которая улучшает пример #8, проще понять, и поэтому она описывается первой.

Пример #9.

Из уравнения 186 матрицы предварительного кодирования в схеме переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) $N=8$, которая улучшает пример #8, предоставляются в следующем уравнении.

Математическое выражение 200. Уравнение 190

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, \dots, 7$. Кроме того, матрицы предварительного кодирования, которые отличаются от Уравнения 190, могут предоставляться следующим образом (где $i=0, 1, \dots, 7$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 201. Уравнение 191

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

Математическое выражение 202. Уравнение 192

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

Математическое выражение 203. Уравнение 193

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

Математическое выражение 204. Уравнение 194

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

Математическое выражение 205. Уравнение 195

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

Математическое выражение 206. Уравнение 196

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

Математическое выражение 207. Уравнение 197

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Поэтому точки плохого приема для $s1$ и $s2$ представляются как на фиг. 35A, когда $\alpha < 1,0$, и как на фиг. 35B, когда $\alpha > 1,0$.

(i) Когда $\alpha < 1,0$.

Когда $\alpha < 1,0$, минимальное расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема представляется как $\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$, обращая внимание на расстояние ($d_{\#1,\#2}$) между точками #1 и #2 плохого приема и расстояние ($d_{\#1,\#3}$) между точками #1 и #3 плохого приема. В этом случае взаимосвязь между α и $d_{\#1,\#2}$ и между α и $d_{\#1,\#3}$ показана на фиг. 36. α , которая делает наибольшим $\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$, выглядит следующим образом.

Математическое выражение 208. Уравнение 198

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.7938$$

$\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$ в этом случае выглядит следующим образом.

Математическое выражение 209. Уравнение 199

$$\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\} = \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.6076A$$

Поэтому схема предварительного кодирования, использующая значение α в уравнении 198 для уравнений 190-197, является эффективной. Установка значения α как в уравнении 198 является одной подходящей схемой для получения отличного качества приема данных. Однако установка α в значение близко к уравнению 198 может аналогичным образом предоставить отличное качество приема данных. Соответственно, значение, в которое устанавливается α , не ограничивается уравнением 198.

(ii) Когда $\alpha > 1,0$.

Когда $\alpha > 1,0$, минимальное расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема представляется как $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$, обращая внимание на расстояние ($d_{\#4,\#5}$) между точками #4 и #5 плохого приема и расстояние ($d_{\#4,\#6}$) между точками #4 и #6 плохого приема. В этом случае взаимосвязь

между α и $d_{\#4,\#5}$ и между α и $d_{\#4,\#6}$ показана на фиг. 37. α , которая делает наибольшим $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$, выглядит следующим образом.

Математическое выражение 210. Уравнение 200

$$\alpha = \sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)} \approx 1.2596$$

$\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$ в этом случае выглядит следующим образом.

Математическое выражение 211 Уравнение 201

$$\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\} = \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.6076A$$

Поэтому схема предварительного кодирования, использующая значение α в уравнении 200 для уравнений 190-197, является эффективной. Установка значения α как в уравнении 200 является одной подходящей схемой для получения отличного качества приема данных. Однако установка α в значение близко к уравнению 200 может аналогичным образом предоставить отличное качество приема данных. Соответственно, значение, в которое устанавливается α , не ограничивается уравнением 200.

Пример #10.

На основе рассмотрения примера #9 матрицы предварительного кодирования в схеме переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) $N=16$, которая улучшает пример #7, предоставляются в следующих уравнениях (где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 212. Уравнение 202

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 213. Уравнение 203

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \text{ или}$$

для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 214. Уравнение 204

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 215. Уравнение 205

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \text{ или}$$

Для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 216. Уравнение 206

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 217. Уравнение 207

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \text{ или}$$

для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 218. Уравнение 208

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 219. Уравнение 209

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 220. Уравнение 210

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 221. Уравнение 211

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

Для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 222. Уравнение 212

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 223. Уравнение 213

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

Для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 224. Уравнение 214

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 225. Уравнение 215

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad \text{или}$$

для $i=0, 1, \dots, 7$:

Математическое выражение 226. Уравнение 216

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$:

Математическое выражение 227. Уравнение 217

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

Значение α в уравнении 198 и в уравнении 200 подходит для получения отличного качества приема данных. Точки плохого приема для $s1$ представляются как на фиг. 38А и 38В, когда $\alpha < 1,0$, и как на фиг. 39А и 39В, когда $\alpha > 1,0$.

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример схемы передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуще-

ствления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N-интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле). Примеры с #5 по #10 показаны на основе Условий с #10 по #16. Однако, чтобы добиться схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), период (цикл) для переключения между матрицами предварительного кодирования можно удлинить, например, путем выбора множества примеров из Примеров с #5 по #10 и использования матриц предварительного кодирования, указанных в выбранных примерах. Например, схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом) можно добиться путем использования матриц предварительного кодирования, указанных в Примере #7, и матриц предварительного кодирования, указанных в Примере #10. В этом случае не обязательно соблюдать Условия с #10 по #16. (В Уравнении 158 из Условия #10, Уравнении 159 из Условия #11, Уравнении 164 из Условия #13, Уравнении 175 из Условия #14 и Уравнении 176 из Условия #15 для предоставления отличного качества приема становится важным, чтобы условия "все x и все y" были "существующими x и существующими y"). Если смотреть с другой точки зрения, то в схеме переключения матрицы предварительного кодирования на N-интервальном периоде (цикле) (где N - большое натуральное число) вероятность предоставления отличного качества приема увеличивается, когда включаются матрицы предварительного кодирования из одного из Примеров с #5 по #10.

Вариант 7 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает структуру устройства приема для приема модулированных сигналов, переданных схемой передачи, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, как описано в вариантах 1-6 осуществления.

В варианте 1 осуществления описана следующая схема. Устройство передачи, которое передает модулированные сигналы с использованием схемы передачи, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, передает информацию о матрицах предварительного кодирования. На основе этой информации устройство приема получает информацию о постоянном переключении матрицы предварительного кодирования, используемом в переданных кадрах, выполняет предварительное кодирование, выполняет обнаружение, получает логарифмическое отношение правдоподобия для переданных разрядов, а затем выполняет декодирование с исправлением ошибок.

Настоящий вариант осуществления описывает структуру устройства приема и схему переключения между матрицами предварительного кодирования, которые отличаются от вышеприведенной структуры и схемы.

Фиг. 40 - пример структуры устройства передачи в настоящем варианте осуществления. Элементы, которые работают аналогично фиг. 3, имеют такие же ссылочные номера. Кодирующая группа (4002) в качестве ввода принимает разряды передачи (4001). Кодирующая группа (4002), как описано в варианте 1 осуществления, включает в себя множество кодеров для кодирования с исправлением ошибок, и на основе сигнала 313 структуры кадра некоторое количество кодеров работает, например, как один кодер, два кодера или четыре кодера.

Когда работает один кодер, разряды передачи (4001) кодируются для получения кодированных разрядов передачи.

Кодированные разряды передачи распределяются на две части, и кодирующая группа (4002) выводит распределенные разряды (4003A) и распределенные разряды (4003B).

Когда работают два кодера, разряды передачи (4001) разделяются на два разряда (называемые разделенными разрядами A и B). Первый кодер принимает разделенные разряды A в качестве ввода, кодирует разделенные разряды A и выводит кодированные разряды в качестве распределенных разрядов (4003A). Второй кодер принимает разделенные разряды B в качестве ввода, кодирует разделенные разряды B и выводит кодированные разряды в качестве распределенных разрядов (4003B).

Когда работают четыре кодера, разряды передачи (4001) разделяются на четыре разряда (называемые разделенными разрядами A, B, C и D). Первый кодер принимает разделенные разряды A в качестве ввода, кодирует разделенные разряды A и выводит кодированные разряды A. Второй кодер принимает разделенные разряды B в качестве ввода, кодирует разделенные разряды B и выводит кодированные разряды B. Третий кодер принимает разделенные разряды C в качестве ввода, кодирует разделенные разряды C и выводит кодированные разряды C. Четвертый кодер принимает разделенные разряды D в качестве ввода, кодирует разделенные разряды D и выводит кодированные разряды D. Кодированные разряды A, B, C и D разделяются на распределенные разряды (4003A) и распределенные разряды (4003B).

Устройство передачи поддерживает схему передачи, например, следующую табл. 1 (табл. 1A и табл. 1B).

Таблица 1А

Количество модулированных сигналов	Схема модуляции	Количество кодеров	Схема кодирования с исправлением ошибок	Информация передачи	Схема переключения матрицы предварительного кодирования
передачи (количество передающих антенн)			лением ошибок		тельного кодирования
1	QPSK	1	A	00000000	-
			B	00000001	-
			C	00000010	-
	16QAM	1	A	00000011	-
			B	00000100	-
			C	00000101	-
	64QAM	1	A	00000110	-
			B	00000111	-
			C	00001000	-
	256QAM	1	A	00001001	-
			B	00001010	-
			C	00001011	-
	1024QAM	1	A	00001100	-
			B	00001101	-
			C	00001110	-

Таблица 1В

Количество модулированных сигналов передачи (количество передающих антенн)	Схема модуляции	Количество кодеров	Схема кодирования с исправлением ошибок	Информация передачи	Схема переключения матрицы предварительного кодирования
2	#1: QPSK, #2: QPSK	1	A	00001111	D
			B	00010000	D
			C	00010001	D
		2	A	00010010	E
			B	00010011	E
			C	00010100	E

#1: QPSK, #2: 16QAM	1	A	00010101	D
		B	00010110	D
		C	00010111	D
	2	A	00011000	E
		B	00011001	E
		C	00011010	E
	1	A	00011011	D
		B	00011100	D
		C	00011101	D
	2	A	00011110	E
		B	00011111	E
		C	00100000	E
	1	A	00100001	D
		B	00100010	D
		C	00100011	D
	2	A	00100100	E
		B	00100101	E
		C	00100110	E
#1: 64QAM, #2: 64QAM	1	A	00100111	F
		B	00101000	F
		C	00101001	F
	2	A	00101010	G
		B	00101011	G
		C	00101100	G
#1: 64QAM, #2: 256QAM	1	A	00101101	F
		B	00101110	F
		C	00101111	F
	2	A	00110000	G
		B	00110001	G
		C	00110010	G
#1: 256QAM, #2: 256QAM	1	A	00110011	F
		B	00110100	F
		C	00110101	F
	2	A	00110110	G
		B	00110111	G
		C	00111000	G
#1: 256QAM, #2: 1024QAM	1	A	00111001	H
		B	00111010	H
		C	00111011	H
	2	A	00111100	F
		B	00111101	F
		C	00111110	F
#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	1	A	00111111	G
		B	01000000	G
		C	01000001	G
	2	A	01000010	H
		B	01000011	H
		C	01000100	H
#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	1	A	01000101	F
		B	01000110	F
		C	01000111	F
	2	A	01001000	G
		B	01001001	G
		C	01001010	G
#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	1	A	01001011	H
		B	01001100	H
		C	01001101	H
	2	A	01001110	H
		B	01001111	H
		C	01010000	G

Как показано в табл. 1, передача однопоточного сигнала и передача двухпоточного сигнала поддерживаются в виде количества сигналов передачи (количество передающих антенн). Кроме того, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM и 1024QAM поддерживаются в качестве схемы модуляции. В частности, когда количество сигналов передачи равно двум, можно задать отдельные схемы модуляции для потока #1 и потока #2. Например, "#1: 256QAM, #2: 1024QAM" в табл. 1 указывает, что "схемой модуляции потока #1 является 256QAM, а схемой модуляции потока #2 является 1024QAM" (другие записи в таблице выражаются аналогичным образом). Поддерживаются три типа схем кодирования с исправлением ошибок: А, В и С. В этом случае А, В и С могут быть разными схемами кодирования. А, В и С также могут быть разными скоростями кодирования, и А, В и С могут быть схемами кодирования с разными размерами блоков.

Порции информации передачи в табл. 1 распределяются по режимам, которые задают "количество сигналов передачи", "схему модуляции", "количество кодеров" и "схему кодирования с исправлением ошибок". Соответственно, в случае, например, "количества сигналов передачи: 2", "схемы модуляции: #1: 1024QAM, #2: 1024QAM", "количества кодеров: 4" и "схемы кодирования с исправлением ошибок: С" информация передачи устанавливается в 01001101. В кадре устройство передачи передает информацию передачи и данные передачи. При передаче данных передачи, в частности, когда "количество сигналов передачи" равно двум, используется "схема переключения матрицы предварительного кодирования" в соответствии с табл. 1. В табл. 1 подготовлены пять типов "схемы переключения матрицы предварительного кодирования": D, E, F, G и H. Схема переключения матрицы предварительного кодирования устанавливается в один из этих пяти типов в соответствии с табл. 1. Нижеследующее является способами реализации пяти разных типов.

Подготовить пять разных матриц предварительного кодирования.

Использовать пять разных типов периодов (циклов), например, четырехинтервальный период (цикл) для D, период (цикл) из восьми интервалов для E, ...

Использовать как разные матрицы предварительного кодирования, так и разные периоды (циклы).

Фиг. 41 показывает пример структуры кадра модулированного сигнала, переданного устройством передачи на фиг. 40. Устройство передачи предполагается поддерживающим настройки как для режима передачи двух модулированных сигналов, $z1(t)$ и $z2(t)$, так и для режима передачи одного модулированного сигнала.

На фиг. 41 символ (4100) является символом для передачи "информации передачи", показанной в табл. 1. Символы (4101_1) и (4101_2) являются опорными (контрольными) символами для оценки канала. Символы (4102_1, 4103_1) являются символами передачи данных для передачи модулированного сигнала $z1(t)$. Символы (4102_2, 4103_2) являются символами передачи данных для передачи модулированного сигнала $z2(t)$. Символ (4102_1) и символ (4102_2) передаются одновременно по одинаковой (совместно используемой/общей) частоте, и символ (4103_1) и символ (4103_2) передаются одновременно по одинаковой (совместно используемой/общей) частоте. Символы (4102_1, 4103_1) и символы (4102_2, 4103_2) являются символами после вычисления матрицы предварительного кодирования с использованием схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, описанной в Вариантах 1-4 осуществления и варианте 6 осуществления (поэтому, как описано в Варианте 1 осуществления, структура потоков $s1(t)$ и $s2(t)$ является такой, как на фиг. 6).

Кроме того, на фиг. 41 символ (4104) является символом для передачи "информации передачи", показанной в табл. 1. Символ (4105) является опорным (контрольным) символом для оценки канала. Символы (4106, 4107) являются символами передачи данных для передачи модулированного сигнала $z1(t)$. Символы передачи данных для передачи модулированного сигнала $z1(t)$ предварительно не кодируются, поскольку количество сигналов передачи равно одному.

Соответственно, устройство передачи на фиг. 40 формирует и передает модулированные сигналы в соответствии с табл. 1 и структурой кадра на фиг. 41. На фиг. 40 сигнал 313 структуры кадра включает в себя информацию о "количестве сигналов передачи", "схеме модуляции", "количестве кодеров" и "схеме кодирования с исправлением ошибок", заданную на основе табл. 1. Кодер (4002), блоки 306А, В отображения и взвешивающие блоки 308А, В принимают сигнал структуры кадра в качестве ввода и работают на основе "количества сигналов передачи", "схемы модуляции", "количества кодеров" и "схемы кодирования с исправлением ошибок", которые задаются на основе табл. 1.

"Информация передачи", соответствующая заданному "количеству сигналов передачи", "схеме модуляции", "количеству кодеров" и "схеме кодирования с исправлением ошибок", также передается устройству приема.

Структура устройства приема может быть представлена аналогично фиг. 7 из варианта 1 осуществления. Отличием от Варианта 1 осуществления является следующее: поскольку устройство передачи и устройство приема заранее сохраняют информацию в табл. 1, то устройству передачи не нужно передавать информацию для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, а вместо этого оно передает "информацию передачи", соответствующую "количеству сигналов передачи", "схеме модуляции", "количеству кодеров" и "схеме кодирования с исправлением ошибок", а устройство приема получает информацию для постоянного переключения между матрицами предварительного ко-

дирования из табл. 1 в результате приема "информации передачи". Соответственно, с помощью блока 709 декодирования управляющей информации, получающего "информацию передачи", переданную устройством передачи на фиг. 40, устройство приема на фиг. 7 получает из информации, соответствующей табл. 1, сигнал 710 с информацией о схеме передачи, которая сообщена устройством передачи, которая включает в себя информацию для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Поэтому, когда количество сигналов передачи равно двум, блок 711 обработки сигналов может выполнять обнаружение на основе шаблона переключения матрицы предварительного кодирования, чтобы получить принятые логарифмические отношения правдоподобия.

Отметим, что в вышеприведенном описании "информация передачи" задается относительно "количества сигналов передачи", "схемы модуляции", "количества кодеров" и "схемы кодирования с исправлением ошибок", как в табл. 1, а схема переключения матрицы предварительного кодирования задается относительно "информации передачи". Однако не нужно задавать "информацию передачи" относительно "количества сигналов передачи", "схемы модуляции", "количества кодеров" и "схемы кодирования с исправлением ошибок". Например, как в табл. 2, "информация передачи" может задаваться относительно "количества сигналов передачи" и "схемы модуляции", а схема переключения матрицы предварительного кодирования может задаваться относительно "информации передачи".

Таблица 2

Количество модулированных сигналов передачи (количество передающих антенн)	Схема модуляции	Информация передачи	Схема переключения матрицы предварительного кодирования
1	QPSK	00000	–
	16QAM	00001	–
	64QAM	00010	–
	256QAM	00011	–
	1024QAM	00100	–
2	#1: QPSK, #2: QPSK	10000	D
	#1: QPSK, #2: 16QAM	10001	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	10010	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	10011	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	10100	F
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	10101	F
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	10110	G
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	10111	G
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	11000	H

В этом смысле "информация передачи" и схема задания схемы переключения матрицы предварительного кодирования не ограничивается табл. 1 и 2. При условии, что заранее определяется правило для переключения схемы переключения матрицы предварительного кодирования на основе параметров передачи, например, "количества сигналов передачи", "схемы модуляции", "количества кодеров", "схемы кодирования с исправлением ошибок" или т.п. (при условии, что устройство передачи и устройство приема совместно используют заранее установленное правило, или другими словами, если схема переключения матрицы предварительного кодирования переключается на основе любого из параметров передачи (или на основе любого множества параметров передачи)), устройству передачи не нужно передавать ин-

формацию о схеме переключения матрицы предварительного кодирования. Устройство приема может идентифицировать схему переключения матрицы предварительного кодирования, используемую устройством передачи, путем идентификации информации о параметрах передачи, и поэтому может точно выполнить декодирование и обнаружение. Отметим, что в табл. 1 и 2 используется схема передачи, которая постоянно переключает между матрицами предварительного кодирования, когда количество модулированных сигналов передачи равно двум, однако может использоваться схема передачи, которая постоянно переключает между матрицами предварительного кодирования, когда количество модулированных сигналов передачи равно двум или больше.

Соответственно, если устройство передачи и устройство приема совместно используют таблицу касательно шаблонов передачи, которая включает в себя информацию о схемах переключения предварительного кодирования, то устройству передачи не нужно передавать информацию о схеме переключения предварительного кодирования, передавая вместо этого управляющую информацию, которая не включает в себя информацию о схеме переключения предварительного кодирования, и устройство приема может вывести схему переключения предварительного кодирования в результате получения этой управляющей информации.

Как описано выше, в настоящем варианте осуществления устройство передачи не передает информацию, непосредственно имеющую отношение к схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Точнее, описана схема, в которой устройство приема выводит информацию о предварительном кодировании для "схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования", используемой устройством передачи. Эта схема дает полезный результат в виде повышенной эффективности передачи данных в результате того, что устройство передачи не передает информацию, непосредственно имеющую отношение к схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Отметим, что настоящий вариант осуществления описан как изменяющий веса предварительного кодирования во временной области, но, как описано в Варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом при использовании схемы передачи с несколькими несущими, например, OFDM или т.п.

В частности, когда схема переключения предварительного кодирования меняется только в зависимости от количества сигналов передачи, устройство приема может узнать схему переключения предварительного кодирования путем получения информации о количестве сигналов передачи, переданной устройством передачи.

В настоящем описании считается, что устройство связи/вещательное устройство, например, вещательная станция, базовая станция, точка доступа, терминал, мобильный телефон или т.п., снабжается устройством передачи, и что устройство связи, например, телевизор, радиоприемник, терминал, персональный компьютер, мобильный телефон, точка доступа, базовая станция или т.п., снабжается устройством приема. Более того, считается, что устройство передачи и устройство приема в настоящем описании имеют функцию связи и допускают подключение через некоторый вид интерфейса к устройству для выполнения приложений для телевизора, радиоприемника, персонального компьютера, мобильного телефона или т.п.

Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например, контрольные символы (преамбула, служебное слово, заключение, опорный символ и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом. Хотя здесь использованы термины "контрольный символ" и "символы для управляющей информации", может использоваться любой термин, поскольку важна сама функция.

Контрольному символу достаточно быть, например, известным символом, модулированным с помощью модуляции PSK в устройствах передачи и приема (или чтобы устройство приема могло синхронизироваться, чтобы узнать символ, переданный устройством передачи). Устройство приема использует этот символ для синхронизации частоты, синхронизации времени, оценки канала (оценки информации о состоянии канала (CSI) для каждого модулированного сигнала), обнаружения сигналов и т.п.

Символ для управляющей информации предназначен для передачи информации помимо данных (о приложениях или т.п.), которую нужно передать партнеру по связи для осуществления связи (например, схема модуляции, схема кодирования с исправлением ошибок, скорость кодирования у схемы кодирования с исправлением ошибок, настроечная информация на верхнем уровне и т.п.).

Отметим, что настоящее изобретение не ограничивается вышеприведенными вариантами 1-5 осуществления и может быть реализовано с рядом модификаций. Например, вышеприведенные варианты осуществления описывают устройства связи, но настоящее изобретение не ограничивается этими устройствами и может быть реализовано в виде программного обеспечения для соответствующей схемы связи.

Кроме того, описана схема переключения предварительного кодирования, используемая в схеме передачи двух модулированных сигналов от двух антенн, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Настоящее изобретение также может быть реализовано в виде схемы переключения предварительного кодирования для аналогичного изменения весов (матриц) предварительного кодирования примени-

тельно к схеме, при которой четыре отображенных сигнала предварительно кодируются, чтобы сформировать четыре модулированных сигнала, которые передаются из четырех антенн, или в более общем смысле, при которой N отображенных сигналов предварительно кодируются, чтобы сформировать N модулированных сигналов, которые передаются из N антенн.

В описании используются такие термины, как "предварительное кодирование" и "вес предварительного кодирования", но могут использоваться любые другие термины. В настоящем изобретении важна фактическая обработка сигналов.

Разные данные могут передаваться в потоках $s_1(t)$ и $s_2(t)$, либо могут передаваться одинаковые данные.

Каждая из передающих антенн в устройстве передачи и приемных антенн в устройстве приема, показанных на фигурах, может быть образована множеством антенн.

Программы для выполнения вышеприведенной схемы передачи могут, например, заранее сохраняться в постоянном запоминающем устройстве (ROM) и вызываться на выполнение центральным процессором (CPU).

Кроме того, программы для выполнения вышеприведенной схемы передачи могут храниться на машиночитаемом носителе записи, программы, сохраненные на этом носителе записи, могут загружаться в оперативное запоминающее устройство (RAM) компьютера, и компьютер можно заставить работать в соответствии с этими программами.

Компоненты в вышеприведенных вариантах осуществления обычно могут собираться в виде Большой интегральной схемы (LSI), некоторого типа интегральной схемы. Отдельные компоненты соответственно можно переделать в гибридные ИС, либо часть или все компоненты в каждом варианте осуществления можно переделать в одну ИС. Хотя упоминается LSI, могут использоваться термины "Интегральная схема (ИС)", системная LSI, супер-LSI или ультра-LSI в зависимости от степени интеграции. Кроме того, схема для монтажа интегральных схем не ограничивается LSI, и может использоваться специализированная схема или универсальный процессор. Может использоваться программируемая пользователем вентильная матрица (FPGA), которая является программируемой после производства LSI, или реконфигурируемый процессор, который допускает реконфигурацию соединений и настроек элементов схемы внутри LSI.

Кроме того, если вследствие прогресса в полупроводниковой технологии или другой производной технологии появляется технология для создания интегральных схем, которая заменяет LSI, интеграция функциональных блоков, естественно, может выполняться с использованием такой технологии. Возможно применение биотехнологии или т.п.

Вариант 8 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает применение схемы, описанной в вариантах 1-4 осуществления и варианте 6 осуществления для постоянного переключения между весами предварительного кодирования.

Фиг. 6 относится к схеме взвешивания (схеме предварительного кодирования) в настоящем варианте осуществления. Взвешивающий блок 600 объединяет взвешивающие блоки 308A и 308B на фиг. 3. Как показано на фиг. 6, поток $s_1(t)$ и поток $s_2(t)$ соответствуют основополосным сигналам 307A и 307B на фиг. 3. Другими словами, потоки $s_1(t)$ и $s_2(t)$ являются синфазными составляющими I и квадратурными составляющими Q основополосного сигнала при отображении в соответствии со схемой модуляции, например, QPSK, 16QAM, 64QAM или т.п. Как указано структурой кадра из фиг. 6, поток $s_1(t)$ представляется в виде $s_1(u)$ в номере и символа, в виде $s_1(u+1)$ в номере $u+1$ символа и так далее. Аналогичным образом поток $s_2(t)$ представляется в виде $s_2(u)$ в номере и символа, в виде $s_2(u+1)$ в номере $u+1$ символа и так далее. Взвешивающий блок 600 принимает основополосные сигналы 307A ($s_1(t)$) и 307B ($s_2(t)$) и информацию 315 о взвешивании на фиг. 3 в качестве входных данных, выполняет взвешивание в соответствии с информацией 315 о взвешивании и выводит сигналы 309A ($z_1(t)$) и 309B ($z_2(t)$) после взвешивания на фиг. 3.

В этот момент, когда используется, например, схема переключения матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N=8$, как в примере #8 в варианте 6 осуществления, $z_1(t)$ и $z_2(t)$ представляются следующим образом.

Для номера $8i$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 228. Уравнение 218

$$\begin{pmatrix} z_1(8i) \\ z_2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(8i) \\ s_2(8i) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей и $k=0$. Для номера $8i+1$ символа:

Математическое выражение 229. Уравнение 219

$$\begin{pmatrix} z_1(8i+1) \\ z_2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(8i+1) \\ s_2(8i+1) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=1$.

Для номера $8i+2$ символа:

Математическое выражение 230. Уравнение 220

$$\begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=2$. Для номера $8i+3$ символа:

Математическое выражение 231. Уравнение 221

$$\begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=3$. Для номера $8i+4$ символа:

Математическое выражение 232. Уравнение 222

$$\begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=4$. Для номера $8i+5$ символа:

Математическое выражение 233. Уравнение 223

$$\begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=5$. Для номера $8i+6$ символа:

Математическое выражение 234. Уравнение 224

$$\begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=6$. Для номера $8i+7$ символа:

Математическое выражение 235. Уравнение 225

$$\begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=7$.

Показанные здесь номера символа могут считаться указывающими время. Как описано в других вариантах осуществления, в Уравнении 225, например, $z1(8i+7)$ и $z2(8i+7)$ в момент $8i+7$ являются одно-временными сигналами, и устройство передачи передает $z1(8i+7)$ и $z2(8i+7)$ на одной и той же (совместно используемой/общей) частоте. Другими словами, пусть сигналами в момент T будут $s1(T)$, $s2(T)$, $z1(T)$ и $z2(T)$, тогда $z1(T)$ и $z2(T)$ находятся из некоторого вида матриц предварительного кодирования и из $s1(T)$ и $s2(T)$, и устройство передачи передает $z1(T)$ и $z2(T)$ на одной и той же (совместно используемой/общей) частоте (одновременно). Кроме того, в случае использования схемы передачи с несколькими несущими, например, OFDM или т.п., пусть сигналами, соответствующими $s1$, $s2$, $z1$ и $z2$ для (под)несущей L и момента T , будут $s1(T, L)$, $s2(T, L)$, $z1(T, L)$ и $z2(T, L)$, тогда $z1(T, L)$ и $z2(T, L)$ находятся из некоторого вида матриц предварительного кодирования и из $s1(T, L)$ и $s2(T, L)$, и устройство передачи передает $z1(T, L)$ и $z2(T, L)$ на одной и той же (совместно используемой/общей) частоте (одновременно).

В этом случае подходящее значение α задается уравнением 198 или уравнением 200.

Настоящий вариант осуществления описывает схему переключения предварительного кодирования, которая увеличивает размер периода (цикла) на основе вышеописанных матриц предварительного кодирования из уравнения 190.

Пусть период (цикл) в схеме переключения предварительного кодирования будет $8M$, тогда $8M$ разных матриц предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 236. Уравнение 226

$$\mathbf{F}[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M})} & e^{j(\frac{\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Например, пусть $M=2$ и $\alpha < 1$, тогда точки плохого приема для $s1(\circ)$ и для $s2(\square)$ при $k=0$ представляются как на фиг. 42А. Аналогичным образом точки плохого приема для $s1(\circ)$ и для $s2(\square)$ при $k=1$ представляются как на фиг. 42В. Таким образом, на основе матриц предварительного кодирования в Уравнении 190 точки плохого приема находятся как на фиг. 42А, и используя в качестве матриц предварительного кодирования матрицы, полученные путем умножения каждого элемента во второй строке с правой

стороны Уравнения 190 на e^{jX} (см. Уравнение 226), точки плохого приема поворачиваются относительно фиг. 42А (см. фиг. 42В). (Отметим, что точки плохого приема на фиг. 42А и на фиг. 42В не перекрываются. Даже при умножении на e^{jX} точки плохого приема не должны перекрываться, как и в этом случае. Кроме того, матрицы, полученные путем умножения на e^{jX} каждого элемента в первой строке с правой стороны Уравнения 190, а не во второй строке с правой стороны Уравнения 190, могут использоваться в качестве матриц предварительного кодирования). В этом случае матрицы F[0]-F[15] предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 237. Уравнение 227

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ и $k=0, 1$.

В этом случае, когда $M=2$, формируются матрицы F[0]-F[15] предварительного кодирования (матрицы F[0]-F[15] предварительного кодирования могут идти в любом порядке, и каждая матрица F[0]-F[15] может быть разной). Например, номер $16i$ символа может предварительно кодироваться с использованием F[0], номер $16i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием F[1], ..., и номер $16i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием F[h] ($h=0, 1, 2, \dots, 14, 15$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Резюмируя вышеприведенные соображения, со ссылкой на уравнения 82-85 матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) N представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 238. Уравнение 228

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Здесь, поскольку период (цикл) содержит N временных интервалов, $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ на основе уравнения 228 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 239. Уравнение 229

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Соответственно формируются матрицы F[0]-F[$N \times M - 1$] предварительного кодирования (матрицы F[0]-F[$N \times M - 1$] предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием F[0], номер $N \times M \times i + 1$ символа может предварительно кодироваться с использованием F[1], ..., и номер $N \times M \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием F[h] ($h=0, 1, 2, \dots, N \times M - 2, N \times M - 1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных. Отметим, что хотя матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ вставлены в Уравнение 229, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ можно вставить в следующее уравнение, как описано выше.

Математическое выражение 240. Уравнение 230

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

В уравнениях 229 и 230, когда 0 радианов $\leq \delta < 2\pi$ радианов, матрицы являются унитарной матрицей, когда $\delta = \pi$ радианов, и неунитарной матрицей, когда $\delta \neq \pi$ радианов. В настоящей схеме использование неунитарной матрицы для $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| < \pi$ радианов является одной отличительной структурой (условия для δ аналогичны другим вариантам осуществления), и получается отличное качество приема данных. Использование унитарной матрицы является другой структурой, и как подробно описано в варианте 10 осуществления и варианте 16 осуществления, если N является нечетным числом в уравнениях 229 и 230, то увеличивается вероятность получения отличного качества приема данных.

Вариант 9 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы.

Как описано в варианте 8 осуществления, в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования в течение периода (цикла) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом со ссылкой на уравнения 82-85.

Математическое выражение 241. Уравнение 231

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. (Пусть $\alpha > 0$). Поскольку в настоящем варианте осуществления используется унитарная матрица, матрицы предварительного кодирования в уравнении 231 можно представить следующим образом.

Математическое выражение 242. Уравнение 232

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. (Пусть $\alpha > 0$). Из условия #5 (Математическое выражение 106) и условия #6 (Математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующее условие является важным для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 243. Условие #17

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

Математическое выражение 244. Условие #18

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

Вариант 6 осуществления описывает расстояние между точками плохого приема. Чтобы увеличить расстояние между точками плохого приема, важно, чтобы количество временных интервалов N было нечетным числом, три или больше. Нижеследующее объясняет этот момент.

Чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #19 и условие #20.

Математическое выражение 245. Условие #19

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 246. Условие #20

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Другими словами, условие #19 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #20 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

Пусть $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ радианов, и пусть $\alpha < 1$, тогда распределение точек плохого приема для s1 и для s2 на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=3$ показано на фиг. 43А, а распределение точек плохого приема для s1 и для s2 на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=4$ показано на фиг. 43В. Пусть $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ радианов, и пусть $\alpha > 1$, тогда распределение точек плохого приема для s1 и для s2 на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=3$ показано на фиг. 44А, а распределение точек плохого приема для s1 и для s2 на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=4$ показано на фиг. 44В.

В этом случае при рассмотрении фазы между отрезком прямой от начала координат до точки плохого приема и лучом вдоль вещественной оси, заданным вещественным числом ≥ 0 (см. фиг. 43А), либо для $\alpha > 1$, либо для $\alpha < 1$, когда $N=4$, всегда возникает случай, в котором фаза для точек плохого приема для s1 и фаза для точек плохого приема для s2 имеют одинаковое значение. (См. 4301, 4302 на фиг. 43В и 4401, 4402 на фиг. 44В). В этом случае на комплексной плоскости расстояние между точками плохого приема становится небольшим. С другой стороны, когда $N=3$, фаза для точек плохого приема для s1 и фаза для точек плохого приема для s2 никогда не имеют одинакового значения.

На основе вышеизложенного, принимая во внимание то, как всегда возникает случай, в котором фаза для точек плохого приема для s1 и фаза для точек плохого приема для s2 имеют одинаковое значение, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) является четным числом, установка количества временных интервалов N в периоде (цикле) в нечетное число увеличивает вероятность большего расстояния между точками плохого приема на комплексной плоскости по сравнению с тем, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) является четным числом. Однако, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) небольшое, например, когда $N \leq 16$, можно гарантировать, что

минимальное расстояние между точками плохого приема на комплексной плоскости составляет некоторую длину, поскольку количество точек плохого приема небольшое. Соответственно, когда $N \leq 16$, даже если N - четное число, не существует случаев, где можно гарантировать качество приема данных. Поэтому в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе уравнения 232, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) устанавливается в нечетное число, высока вероятность повышения качества приема данных. Матрицы $F[0]-F[N-1]$ предварительного кодирования формируются на основе уравнения 232 (матрицы $F[0]-F[N-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для N временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер N_i символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер N_i+1 символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $N \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой). Кроме того, когда схемой модуляции для s_1 и s_2 является 16QAM, если α устанавливается следующим образом.

Математическое выражение 247. Уравнение 233

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 4}{\sqrt{2} + 2}$$

то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между $16 \times 16 = 256$ сигнальными точками на плоскости I-Q для определенной среды LOS.

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример схемы передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов N в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема. В этом случае условие #17 и условие #18 можно заменить следующими условиями. (Количество временных интервалов в периоде (цикле) считается равным N).

Математическое выражение 248. Условие #17'

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 249. Условие #18'

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

Вариант 10 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы, которая отличается от примера в варианте 9 осуществления.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 250. Уравнение 234

для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$.

Математическое выражение 251. Уравнение 235

для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. (Пусть α в Уравнении 234 и α в Уравнении 235 будет одним и тем же значением).

Из условия #5 (Математическое выражение 106) и условия #6 (Математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующие условия являются важными в Уравнении 234 для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 252. Условие #21

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 253. Условие #22

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Рассматривается добавление следующего условия.

Математическое выражение 254. Условие #23

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

и

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Далее, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в Варианте 6 осуществления, предоставляются условие #24 и условие #25. Математическое выражение 255

Условие #24

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 256. Условие #25

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Другими словами, условие #24 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #25 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

Пусть $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ радианов, и пусть $\alpha > 1$, тогда распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости, когда $N=4$, показано на фиг. 45А и 45В. Как понятно из фиг. 45А и 45В, на комплексной плоскости минимальное расстояние между точками плохого приема для $s1$ остается большим, и аналогичным образом минимальное расстояние между точками плохого приема для $s2$ также остается большим. Аналогичные условия создаются, когда $\alpha < 1$. Кроме того, используя такие же соображения, как в варианте 9 осуществления, вероятность большего расстояния между точками плохого приема на комплексной плоскости увеличивается, когда N является нечетным числом, по сравнению с тем, когда N является четным числом. Однако, когда N небольшое, например, когда $N \leq 16$, можно гарантировать, что минимальное расстояние между точками плохого приема на комплексной плоскости составляет некоторую длину, поскольку количество точек плохого приема небольшое. Соответственно, когда $N \leq 16$, даже если N - четное число, не существует случаев, где можно гарантировать качество приема данных.

Поэтому в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе Уравнений 234 и 235, когда N устанавливается в нечетное число, высока вероятность повышения качества приема данных. Матрицы $F[0] - F[2N-1]$ предварительного кодирования формируются на основе Уравнений 234 и 235 (матрицы $F[0] - F[2N-1]$ предварительного кодирования могут располагаться в любом порядке для $2N$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2Ni$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2Ni+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2N \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой). Кроме того, когда схемой модуляции для $s1$ и $s2$ является 16QAM, если α устанавливается как в Уравнении 233, то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между

16×16=256 сигнальными точками на плоскости I-Q для определенной среды LOS.

Следующие условия возможны в качестве условий, отличающихся от условия #23:

Математическое выражение 257. Условие #26

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(где x равен N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1; y равен N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1; и x≠y).

Математическое выражение 258. Условие #27

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(где x равен N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1; y равен N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1; и x≠y).

В этом случае в результате выполнения условия #21, условия #22, условия #26 и условия #27 расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема для s1 увеличивается, как и расстояние между точками плохого приема для s2, посредством этого добиваясь отличного качества приема данных.

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования 2N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с 2N-интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве 2N разных матриц предварительного кодирования готовятся F[0], F[1], F[2], ..., F[2N-2], F[2N-1]. В настоящем варианте осуществления описан пример схемы передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке F[0], F[1], F[2], ..., F[2N-2], F[2N-1] во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и 2N разных матриц F[0], F[1], F[2], ..., F[2N-2], F[2N-1] предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с 2N-интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования 2N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, 2N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N-интервальный период (цикл) (причем N натуральное число, которое больше количества временных интервалов 2N в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются 2N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант 11 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием неунитарной матрицы.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с 2N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для 2N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 259. Уравнение 236

для i=0, 1, 2, ..., N-2, N-1:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где α>0. Кроме того, пусть δ≠π радианов.

Математическое выражение 260 Уравнение 237

для i=N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где α>0. (Пусть α в Уравнении 236 и α в Уравнении 237 будет одним и тем же значением).

Из условия #5 (Математическое выражение 106) и условия #6 (Математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующие условия являются важными в уравнении 236 для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 261. Условие #28

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и x≠y).

Математическое выражение 262. Условие #29

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(х равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; у равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

Рассматривается добавление следующего условия.

Математическое выражение 263. Условие #30

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1) \quad \text{и}$$

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Отметим, что вместо уравнения 237 могут предоставляться матрицы предварительного кодирования в следующем уравнении.

Математическое выражение 264. Уравнение 238 для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda-\delta)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. (Пусть α в уравнении 236 и α в уравнении 238 будет одним и тем же значением).

В качестве примера, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в Варианте 6 осуществления, предоставляются условие #31 и условие #32.

Математическое выражение 265. Условие #31

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 266. Условие #32

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Другими словами, условие #31 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #32 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

Пусть $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ радианов, пусть $\alpha > 1$, и пусть $\delta=(3\pi)/4$ радианов, тогда распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости, когда $N=4$, показано на фиг. 46А и 46В. При этих настройках увеличивается период (цикл) для переключения между матрицами предварительного кодирования, и минимальное расстояние между точками плохого приема для $s1$, а также минимальное расстояние между точками плохого приема для $s2$ на комплексной плоскости остается большим, в силу этого добиваясь отличного качества приема. Описан пример, в котором $\alpha > 1$, $\delta=(3\pi)/4$ радианов и $N=4$, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Аналогичные полезные результаты можно получить для $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| < \pi$ радианов, $\alpha > 0$ и $\alpha \neq 1$.

Следующие условия возможны в качестве условий, отличающихся от условия #30:

Математическое выражение 267. Условие #33

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 268. Условие #34

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; и $x \neq y$).

В этом случае в результате выполнения условия #28, условия #29, условия #33 и условия #34 расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема для $s1$ увеличивается, как и расстояние между точками плохого приема для $s2$, посредством этого добиваясь отличного качества приема данных.

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования $2N$ разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве $2N$ разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример схемы передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и $2N$ разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодиро-

вания могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $2N$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $2N$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $2N$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $2N$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант 12 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием неунитарной матрицы.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 269. Уравнение 239

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \delta)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. Кроме того, пусть $\delta \neq \pi$ радианов (фиксированное значение, не зависящее от i), и $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$.

Из условия #5 (Математическое выражение 106) и условия #6 (Математическое выражение 107) в Варианте 3 осуществления следующие условия являются важными в уравнении 239 для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 270. Условие #35

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 271. Условие #36

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; и $x \neq y$).

В качестве примера, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #37 и условие #38.

Математическое выражение 272. Условие #37

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 273. Условие #38

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Другими словами, условие #37 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #38 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

В этом случае, если $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| < \pi$ радианов, $\alpha > 0$ и $\alpha \neq 1$, то расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема для s_1 увеличивается, как и расстояние между точками плохого приема для s_2 , посредством этого добиваясь отличного качества приема данных. Отметим, что условие #37 и условие #38 необходимы не всегда.

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример схемы передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отме-

тим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N-интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N-интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов N в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема. В этом случае Условие #35 и Условие #36 можно заменить следующими условиями. (Количество временных интервалов в периоде (цикле) считается равным N).

Математическое выражение 274. Условие #35'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

Математическое выражение 275. Условие #36'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

Вариант 13 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает другой пример, нежели вариант 8 осуществления.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с 2N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для 2N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 276. Уравнение 240

для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. Кроме того, пусть $\delta \neq \pi$ радианов. Математическое выражение 277 Уравнение 241 для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. (Пусть α в уравнении 240 и α в Уравнении 241 будет одним и тем же значением).

Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ на основе Уравнений 240 и 241 представляются следующими уравнениями.

Математическое выражение 278. Уравнение 242

для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Математическое выражение 279. Уравнение 243

для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta+Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)+Y_k} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Кроме того, может быть верно $X_k=Y_k$, или может быть верно $X_k \neq Y_k$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2 \times N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2 \times N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2 \times N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2 \times N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M-2, 2 \times N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко из-

менять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 242 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 280. Уравнение 244

для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i) + X_k} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(i) + X_k + \lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i) + \lambda + \delta} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 243 также можно заменить любым из уравнений 245-247.

Математическое выражение 281. Уравнение 245

для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k} & e^{j\theta_{11}(i) + Y_k} \\ e^{j\theta_{21}(i) + \lambda + \delta} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Математическое выражение 282. Уравнение 246 для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j\theta_{11}(i) + \lambda} \\ e^{j\theta_{21}(i) + Y_k} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i) + \lambda - \delta + Y_k} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Математическое выражение 283. Уравнение 247 для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i) + Y_k} & e^{j\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i) + \lambda - \delta} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Обращая внимание на точки плохого приема, если уравнения 242-247 удовлетворяют следующим условиям:

Математическое выражение 284. Условие #39

$$e^{j\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x)} \neq e^{j\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 285. Условие #40

$$e^{j\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta} \neq e^{j\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 286. Условие #41

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1) \quad \text{и}$$

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

то достигается отличное качество приема данных. Отметим, что в варианте 8 осуществления должны выполняться условие #39 и условие #40.

Обращая внимание на X_k и Y_k , если уравнения 242-247 удовлетворяют следующим условиям:

Математическое выражение 287. Условие #42

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{для } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

(a равно 0, 1, 2, ..., $M-2, M-1$; b равно 0, 1, 2, ..., $M-2, M-1$; и $a \neq b$). (Здесь s - целое число).

Математическое выражение 288. Условие #43

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{для } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

(a равно 0, 1, 2, ..., $M-2, M-1$; b равно 0, 1, 2, ..., $M-2, M-1$; и $a \neq b$). (Здесь u - целое число),

то достигается отличное качество приема данных. Отметим, что в варианте 8 осуществления должны выполняться условие #42.

В уравнениях 242 и 247, когда 0 радианов $\leq \delta < 2\pi$ радианов, матрицы являются унитарной матрицей, когда $\delta = \pi$ радианов, и неунитарной матрицей, когда $\delta \neq \pi$ радианов. В настоящей схеме использование неунитарной матрицы для $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| < \pi$ радианов является одной отличительной структурой, и получается отличное качество приема данных. Использование унитарной матрицы является другой структурой, и как подробно описано в варианте 10 осуществления и варианте 16 осуществления, если N является нечетным числом в уравнениях с 242 по 247, то увеличивается вероятность получения отличного качества приема данных.

Вариант 14 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает пример разграничения между использованием унитарной матрицы и неунитарной матрицы в качестве матрицы предварительного кодирования в схеме для

постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Нижеследующее описывает пример, который использует матрицу предварительного кодирования два на два (пусть каждый элемент будет комплексным числом), то есть случай, когда предварительно кодируются два модулированных сигнала ($s_1(t)$ и $s_2(t)$), которые основываются на схеме модуляции, и два предварительно кодированных сигнала передаются двумя антеннами.

При передаче данных с использованием схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования блоки 306А и 306В отображения в устройстве передачи на фиг. 3 и фиг. 13 переключают схему модуляции в соответствии с сигналом 313 структуры кадра. Описывается взаимосвязь между уровнем модуляции (количеством сигнальных точек для схемы модуляции на плоскости I-Q) у схемы модуляции и матрицами предварительного кодирования. Преимущество схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования в том, как описано в варианте 6 осуществления, что достигается отличное качество приема данных в среде LOS. В частности, когда устройство приема выполняет вычисление ML или применяет APP (или логарифм максимума APP) на основе вычисления ML, полезный результат выглядит значительным. Между прочим, вычисление ML значительно влияет на масштаб схемы (масштаб вычислений) в соответствии с уровнем модуляции у схемы модуляции. Например, когда два предварительно кодированных сигнала передаются из двух антенн, и одна и та же схема модуляции используется для двух модулированных сигналов (сигналов на основе схемы модуляции перед предварительным кодированием), количество возможных сигнальных точек на плоскости I-Q (принятых сигнальных точек 1101 на фиг. 11) равно $4 \times 4 = 16$, когда схемой модуляции является QPSK, $16 \times 16 = 256$, когда схемой модуляции является 16QAM, $64 \times 64 = 4096$, когда схемой модуляции является 64QAM, $256 \times 256 = 65536$, когда схемой модуляции является 256QAM, и $1024 \times 1024 = 1048576$, когда схемой модуляции является 1024QAM. Чтобы удерживать масштаб вычислений в устройстве приема на некотором размере схемы, когда схемой модуляции является QPSK, 16QAM или 64QAM, используется вычисление ML (логарифм максимума) APP на основе вычисления ML, а когда схемой модуляции является 256QAM или 1024QAM, в устройстве приема используется линейная операция, например, MMSE или ZF. (В некоторых случаях вычисление ML может использоваться для 256QAM).

Когда предполагается такое устройство приема, рассмотрение отношения сигнал-шум (SNR) после разделения нескольких сигналов указывает, что унитарная матрица подходит в качестве матрицы предварительного кодирования, когда устройство приема выполняет линейную операцию, например, MMSE или ZF, тогда как либо унитарная матрица, либо неунитарная матрица может использоваться, когда устройство приема выполняет вычисление ML. Учитывая любые из вышеприведенных вариантов осуществления, когда два предварительно кодированных сигнала передаются из двух антенн, одинаковая схема модуляции используется для двух модулированных сигналов (сигналов на основе схемы модуляции перед предварительным кодированием), неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда уровень модуляции у схемы модуляции меньше либо равен 64 (или меньше либо равен 256), и унитарная матрица используется, когда уровень модуляции больше либо равен 64 (или больше 256), тогда для всех схем модуляции, поддерживаемых системой передачи, имеется повышенная вероятность достижения полезного результата, при помощи чего достигается отличное качество приема данных для любых схем модуляции, сокращая при этом масштаб схемы у устройства приема.

Когда уровень модуляции у схемы модуляции также меньше либо равен 64 (или меньше либо равен 256), в некоторых случаях может быть предпочтительным использование унитарной матрицы. На основе этого соображения, когда поддерживается множество схем модуляции, в которых уровень модуляции меньше либо равен 64 (или меньше либо равен 256), то важно, что в некоторых случаях в некоторых из множества поддерживаемых схем модуляции, где уровень модуляции меньше либо равен 64, неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Случай передачи двух предварительно кодированных сигналов из двух антенн описан выше в качестве примера, но настоящее изобретение этим не ограничивается. В случае, когда N предварительно кодированных сигналов передаются из N антенн и одинаковая схема модуляции используется для N модулированных сигналов (сигналов на основе схемы модуляции перед предварительным кодированием), пороговая величина β_N может устанавливаться для уровня модуляции у схемы модуляции. Когда поддерживается множество схем модуляции, для которых уровень модуляции меньше либо равен β_N , в некоторых из множества поддерживаемых схем модуляции, где уровень модуляции меньше либо равен β_N , неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, тогда как для схем модуляции, для которых уровень модуляции больше β_N , используется унитарная матрица. Таким образом, для всех схем модуляции, поддерживаемых системой передачи, имеется повышенная вероятность достижения полезного результата, при помощи чего достигается отличное качество приема данных для любых схем модуляции, сокращая при этом масштаб схемы у устройства приема. (Когда уровень модуляции у схемы модуляции меньше либо равен β_N , неунитарная матрица всегда может использоваться в качестве

матрицы предварительного кодирования в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования).

В вышеприведенном описании одна и та же схема модуляции описана как используемая в схеме модуляции для одновременной передачи N модулированных сигналов. Однако нижеследующее описывает случай, в котором две или более схемы модуляции используются для одновременной передачи N модулированных сигналов.

В качестве примера описывается случай, в котором два предварительно кодированных сигнала передаются двумя антеннами. Два модулированных сигнала (сигналы на основе схемы модуляции перед предварительным кодированием) либо модулируются с помощью одинаковой схемы модуляции, либо модулируются с помощью схемы модуляции, имеющей уровень модуляции 2^{a_1} или уровень модуляции 2^{a_2} , при модулировании с помощью разных схем модуляции. В этом случае, когда устройство приема использует вычисление ML ((логарифм максимума) APP на основе вычисления ML), количество возможных сигнальных точек на плоскости I-Q (принятых сигнальных точек 1101 на фиг. 11) равно $2^{a_1} \times 2^{a_2} = 2^{a_1+a_2}$. Как описано выше, чтобы добиться отличного качества приема данных при сокращении масштаба схемы у устройства приема, пороговая величина 2β может предоставляться для $2^{a_1+a_2}$, и когда $2^{a_1+a_2} \leq 2\beta$, неунитарная матрица может использоваться в качестве матрицы предварительного кодирования в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, тогда как унитарная матрица может использоваться, когда $2^{a_1+a_2} > 2\beta$.

Кроме того, когда $2^{a_1+a_2} \leq 2\beta$, в некоторых случаях может быть предпочтительным использование унитарной матрицы. На основе этого соображения, когда поддерживается множество сочетаний схем модуляции, для которых $2^{a_1+a_2} \leq 2\beta$, то важно, что в некоторых из поддерживаемых сочетаний схем модуляции, для которых $2^{a_1+a_2} \leq 2\beta$, неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

В качестве примера описан случай, в котором два предварительно кодированных сигнала передаются двумя антеннами, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Например, N модулированных сигналов (сигналы на основе схемы модуляции перед предварительным кодированием) могут либо модулироваться с помощью одинаковой схемы модуляции, либо уровень модуляции у схемы модуляции для i -ого модулированного сигнала может составлять 2^{a_i} (где $i=1, 2, \dots, N-1, N$), при модулировании с помощью разных схем модуляции.

В этом случае, когда устройство приема использует вычисление ML ((логарифм максимума) APP на основе вычисления ML), количество возможных сигнальных точек на плоскости I-Q (принятых сигнальных точек 1101 на фиг. 11) равно $2^{a_1} \times 2^{a_2} \times \dots \times 2^{a_1} \times \dots \times 2^{a_N} = 2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N}$. Как описано выше, чтобы добиться отличного качества приема данных при сокращении масштаба схемы у устройства приема, пороговая величина 2β может предоставляться для $2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N}$.

Математическое выражение 289. Условие #44

$$2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N} = 2^Y \leq 2^\beta \quad \text{где} \quad Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

Когда поддерживается множество сочетаний схем модуляции, удовлетворяющих условию #44, в некоторых из поддерживаемых сочетаний схем модуляции, удовлетворяющих условию #44, неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Математическое выражение 290. Условие #45

$$2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N} = 2^Y > 2^\beta \quad \text{где} \quad Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

В результате использования унитарной матрицы во всех сочетаниях схем модуляции, удовлетворяющих условию #45, для всех схем модуляции, поддерживаемых системой передачи, имеется повышенная вероятность достижения полезного результата, при помощи чего достигается отличное качество приема данных, сокращая при этом масштаб схемы у устройства приема для любых сочетаний схем модуляции. (Неунитарная матрица может использоваться в качестве матрицы предварительного кодирования в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования во всех поддерживаемых сочетаниях схем модуляции, удовлетворяющих условию #44).

Вариант 15 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает пример системы, которая выбирает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием схемы передачи с несколькими несущими, например OFDM.

Фиг. 47А и 47В показывают пример в соответствии с настоящим вариантом осуществления структуры кадра во временной и частотной областях для сигнала, переданного вещательной станцией (базовой станцией) в системе, которая выбирает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием схемы передачи с несколькими несущими, например OFDM. (Структура кадра устанавливается длящейся от момента \$1 до момента \$T). Фиг. 47А показывает структуру кадра во временной и частотной областях для потока s1, описанного в варианте 1 осуществления, а

фиг. 47В показывает структуру кадра во временной и частотной областях для потока s_2 , описанного в Варианте 1 осуществления. Символы в одно время и на одинаковой (под)несущей в потоке s_1 и потоке s_2 передаются множеством антенн одновременно и на одинаковой частоте.

На фиг. 47А и 47В (под)несущие, используемые при использовании OFDM, разделяются следующим образом: группа А# несущих, состоящая из (под)несущей а - (под)несущей а+Na, группа #В несущих, состоящая из (под)несущей b - (под)несущей b+Nb, группа #С несущих, состоящая из (под)несущей с - (под)несущей с+Nc, группа #D несущих, состоящая из (под)несущей d (под)несущей d+Nd, ... В каждой группе поднесущих предполагается поддержка множества схем передачи. С помощью поддержки множества схем передачи можно эффективно воспользоваться преимуществами схем передачи. Например, на фиг. 47А и 47В система ММО с пространственным мультиплексированием или система ММО с фиксированной матрицей предварительного кодирования используется для группы #А несущих, система ММО, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, используется для группы #В несущих, только поток s_1 передается в группе #С несущих, и пространственно-временное блочное кодирование используется для передачи группы #D несущих. Фиг. 48А и 48В показывают пример в соответствии с настоящим вариантом осуществления структуры кадра во временной и частотной областях для сигнала, переданного вещательной станцией (базовой станцией) в системе, которая выбирает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием схемы передачи с несколькими несущими, например OFDM. Фиг. 48А и 48В показывают структуру кадра в другое время, нежели фиг. 47А и 47В, с момента $\$X$ до момента $\$X+T'$. На фиг. 48А и 48В, как и на фиг. 47А и 47В, (под)несущие, используемые при использовании OFDM, разделяются следующим образом: группа А# несущих, состоящая из (под)несущей а - (под)несущей а+Na, группа #В несущих, состоящая из (под)несущей b - (под)несущей b+Nb, группа #С несущих, состоящая из (под)несущей с - (под)несущей с+Nc, группа #D несущих, состоящая из (под)несущей d (под)несущей d+Nd, ... Отличие между фиг. 47А и 47В и фиг. 48А и 48В состоит в том, что в некоторых группах несущих схема передачи, используемая на фиг. 47А и 47В, отличается от схемы передачи, используемой на фиг. 48А и 48В. На фиг. 48А и 48В пространственно-временное блочное кодирование используется для передачи группы #А несущих, система ММО, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, используется для группы #В несущих, система ММО, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, используется для группы #С несущих, и только поток s_1 передается в группе #D несущих.

Далее описываются поддерживаемые схемы передачи.

Фиг. 49 показывает схему обработки сигналов при использовании системы ММО с пространственным мультиплексированием или системы ММО с фиксированной матрицей предварительного кодирования. Фиг. 49 имеет такие же номера, как на фиг. 6. Взвешивающий блок 600, который является основнорегулирующим блоком в соответствии с некоторой схемой модуляции, принимает в качестве входных данных поток $s_1(t)$ (307А), поток $s_2(t)$ (307В) и информацию 315 о схеме взвешивания и выводит модулированный сигнал $z_1(t)$ (309А) после взвешивания и модулированный сигнал $z_2(t)$ (309В) после взвешивания. Здесь, когда информация 315 о схеме взвешивания указывает систему ММО с пространственным мультиплексированием, выполняется обработка сигналов по схеме #1 из фиг. 49. В частности, выполняется следующая обработка.

Математическое выражение 291. Уравнение 250

$$\begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix}$$

Когда поддерживается схема для передачи одного модулированного сигнала, с точки зрения мощности передачи уравнение 250 может быть представлено в виде уравнения 251.

Математическое выражение 292. Уравнение 251

$$\begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} s_1(t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} s_2(t) \end{pmatrix}$$

Когда информация 315 о схеме взвешивания указывает систему ММО, в которой матрицы предварительного кодирования постоянно переключаются между собой, выполняется обработка сигналов, например, по схеме #2 из фиг. 49. В частности, выполняется следующая обработка.

Математическое выражение 293. Уравнение 252

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}} & e^{j(\theta_{11} + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

Здесь θ_{11} , θ_{12} , λ и δ являются фиксированными значениями.

Фиг. 50 показывает структуру модулированных сигналов при использовании пространственно-временного блочного кодирования. Блок пространственно-временного блочного кодирования (5002) на фиг. 50 принимает в качестве ввода основополосный сигнал на основе некоторого сигнала модуляции. Например, блок пространственно-временного блочного кодирования (5002) принимает символ $s1$, символ $s2$, ... в качестве входных данных. Как показано на фиг. 50, выполняется пространственно-временное блочное кодирование, $z1(5003A)$ становится " $s1$ в качестве символа #0", " $s2^*$ в качестве символа #1", " $s3$ в качестве символа #2", " $s4^*$ в качестве символа #3"..., а $z2(5003B)$ становится " $s2$ в качестве символа #0", " $s1^*$ в качестве символа #1", " $s4$ в качестве символа #2", " $s3^*$ в качестве символа #3".... В этом случае символ #X в $z1$ и символ #X в $z2$ передаются из антенн одновременно на одинаковой частоте.

На фиг. 47A, 47B, 48A и 48B показаны только символы, передающие данные. Однако на практике необходимо передавать такую информацию, как схема передачи, схема модуляции, схема исправления ошибок и т.п. Например, как на фиг. 51, эти порции информации могут передаваться партнеру по связи путем постоянной передачи с помощью только одного модулированного сигнала $z1$. Также необходимо передавать символы для оценки колебания канала, то есть чтобы устройство приема оценивало колебание канала (например, контрольный символ, опорный символ, преамбулу, символ фазовой манипуляции (PSK), известный на стороне передачи и приема, и т.п.). На фиг. 47A, 47B, 48A и 48B эти символы пропускаются. Однако на практике символы для оценки колебания канала включаются в структуру кадра во временной и частотной областях. Соответственно, каждая группа несущих не состоит исключительно из символов для передачи данных. (То же самое справедливо для варианта 1 осуществления).

Фиг. 52 - пример структуры устройства передачи в вещательной станции (базовой станции) в соответствии с настоящим вариантом осуществления. Блок определения схемы передачи (5205) определяет количество несущих, схему модуляции, схему исправления ошибок, скорость кодирования для кодирования с исправлением ошибок, схему передачи и т.п. для каждой группы несущих и выводит управляющий сигнал (5206).

Блок #1 формирования модулированных сигналов (5201_1) принимает в качестве ввода информацию (5200_1) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о схеме передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_1) и модулированный сигнал $z2$ (5203_1) в группе #A несущих из фиг. 47A, 47B, 48A и 48B.

Аналогичным образом блок #2 формирования модулированных сигналов (5201_2) принимает в качестве ввода информацию (5200_2) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о схеме передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_2) и модулированный сигнал $z2$ (5203_2) в группе #B несущих из фиг. 47A, 47B, 48A и 48B.

Аналогичным образом блок #3 формирования модулированных сигналов (5201_3) принимает в качестве ввода информацию (5200_3) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о схеме передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_3) и модулированный сигнал $z2$ (5203_3) в группе #C несущих из фиг. 47A, 47B, 48A и 48B.

Аналогичным образом блок #4 формирования модулированных сигналов (5201_4) принимает в качестве ввода информацию (5200_4) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о схеме передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_4) и модулированный сигнал $z2$ (5203_4) в группе #D несущих из фиг. 47A, 47B, 48A и 48B.

Хотя и не показано на фигурах, то же самое справедливо для блоков формирования модулированных сигналов с #5 по #M-1.

Аналогичным образом блок #M формирования модулированных сигналов (5201_M) принимает в качестве ввода информацию (5200_M) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о схеме передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_M) и модулированный сигнал $z2$ (5203_M) в некоторой группе несущих.

Относящийся к OFDM процессор (5207_1) принимает в качестве входных данных модулированный сигнал $z1$ (5202_1) в группе A# несущих, модулированный сигнал $z1$ (5202_2) в группе #B несущих, модулированный сигнал $z1$ (5202_3) в группе #C несущих, модулированный сигнал $z1$ (5202_4) в группе #D несущих, ..., модулированный сигнал $z1$ (5202_M) в некоторой группе #M несущих и управляющий сигнал (5206), выполняет такую обработку, как переупорядочение, обратное преобразование Фурье, преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит сигнал передачи (5208_1). Сигнал передачи (5208_1) выводится в виде радиоволны из антенны (5209_1).

Аналогичным образом относящийся к OFDM процессор (5207_2) принимает в качестве входных данных модулированный сигнал $z1$ (5203_1) в группе A# несущих, модулированный сигнал $z1$ (5203_2) в группе #B несущих, модулированный сигнал $z1$ (5203_3) в группе #C несущих, модулированный сигнал $z1$ (5203_4) в группе #D несущих, ..., модулированный сигнал $z1$ (5203_M) в некоторой группе #M несущих.

щих и управляющий сигнал (5206), выполняет такую обработку, как переупорядочение, обратное преобразование Фурье, преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит сигнал передачи (5208_2). Сигнал передачи (5208_2) выводится в виде радиоволны из антенны (5209_2).

Фиг. 53 показывает пример структуры блоков #1-#М формирования модулированного сигнала на фиг. 52. Кодер с исправлением ошибок (5302) принимает в качестве входных данных информацию (5300) и управляющий сигнал (5301), и в соответствии с управляющим сигналом (5301) задает схему кодирования с исправлением ошибок и скорость кодирования для кодирования с исправлением ошибок, выполняет кодирование с исправлением ошибок и выводит данные (5303) после кодирования с исправлением ошибок.

(В соответствии с заданием схемы кодирования с исправлением ошибок и скорости кодирования для кодирования с исправлением ошибок, например, при использовании кодирования с LDPC, турбокодирования или сверточного кодирования в зависимости от скорости кодирования может выполняться исключение для достижения скорости кодирования).

Переमेжитель (5304) принимает в качестве ввода кодированные с исправлением ошибок данные (5303) и управляющий сигнал (5301), и в соответствии с информацией о схеме перемежения, включенной в управляющий сигнал (5301), переупорядочивает кодированные с исправлением ошибок данные (5303) и выводит перемеженные данные (5305).

Блок отображения (5306_1) принимает в качестве ввода перемеженные данные (5305) и управляющий сигнал (5301), и в соответствии с информацией о схеме модуляции, включенной в управляющий сигнал (5301), выполняет отображение и выводит основополосный сигнал (5307_1).

Аналогичным образом блок отображения (5306_2) принимает в качестве ввода перемеженные данные (5305) и управляющий сигнал (5301), и в соответствии с информацией о схеме модуляции, включенной в управляющий сигнал (5301), выполняет отображение и выводит основополосный сигнал (5307_2).

Блок обработки сигналов (5308) принимает в качестве ввода основополосный сигнал (5307_1), основополосный сигнал (5307_2) и управляющий сигнал (5301), и на основе информации о схеме передачи (например, в этом варианте осуществления это система MIMO с пространственным мультиплексированием, схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или схема передачи для передачи только потока s1), включенной в управляющий сигнал (5301), выполняет обработку сигналов. Блок обработки сигналов (5308) выводит обработанный сигнал z1 (5309_1) и обработанный сигнал z2 (5309_2). Отметим, что когда выбирается схема передачи для передачи только потока s1, блок обработки сигналов (5308) не выводит обработанный сигнал z2 (5309_2). Кроме того, на фиг. 53 показан один кодер с исправлением ошибок, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Например, как показано на фиг. 3, может предоставляться множество кодеров.

Фиг. 54 показывает пример структуры относящихся к OFDM процессоров (5207_1 и 5207_2) на фиг. 52. Элементы, которые работают аналогично фиг. 14, имеют такие же ссыльные номера. Блок переупорядочения (5402A) принимает в качестве ввода модулированный сигнал z1 (5400_1) в группе #A несущих, модулированный сигнал z1 (5400_2) в группе #B несущих, модулированный сигнал z1 (5400_3) в группе #C несущих, модулированный сигнал z1 (5400_4) в группе #D несущих, ..., модулированный сигнал z1 (5400_M) в некоторой группе несущих и управляющий сигнал (5403), выполняет переупорядочение и выводит переупорядоченные сигналы 1405A и 1405B. Заметим, что на фиг. 47A, 47B, 48A, 48B и 51 пример распределения групп несущих описывается как образованных группами поднесущих, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Группы несущих могут быть образованы дискретными поднесущими в каждом интервале времени. Кроме того, на фиг. 47A, 47B, 48A, 48B и 51 описан пример, в котором количество несущих в каждой группе несущих не меняется со временем, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Этот момент будет отдельно описываться ниже.

Фиг. 55A и 55B показывают пример структуры кадра во временной и частотной областях для схемы задания схемы передачи для каждой группы несущих, как на фиг. 47A, 47B, 48A, 48B и 51. На фиг. 55A и 55B символы управляющей информации обозначаются 5500, отдельные символы управляющей информации обозначаются 5501, символы данных обозначаются 5502, и контрольные символы обозначаются 5503. Кроме того, фиг. 55A показывает структуру кадра во временной и частотной областях для потока s1, а фиг. 55B показывает структуру кадра во временной и частотной областях для потока s2.

Символы управляющей информации предназначены для передачи управляющей информации, совместно используемой группой несущих, и состоят из символов, чтобы устройства передачи и приема выполняли синхронизацию частоты и времени, информации о распределении (под)несущих и т.п. Символы управляющей информации задаются для передачи только из потока s1 в момент S1.

Отдельные символы управляющей информации предназначены для передачи управляющей информации об отдельных группах поднесущих и состоят из информации о схеме передачи, схеме модуляции, схеме кодирования с исправлением ошибок, скорости кодирования для кодирования с исправлением ошибок, размере блока у кодов исправления ошибок и т.п. для символов данных, информации о схеме вставки контрольных символов, информации о мощности передачи контрольных символов и т.п. От-

дельные символы управляющей информации задаются для передачи только из потока s_1 в момент S_1 .

Символы данных предназначены для передачи данных (информации), и как описано со ссылкой на фиг. 47А-50, являются символами одной из следующих схем передачи, например: система ММО с пространственным мультиплексированием, схема ММО, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема ММО для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или схема передачи для передачи только потока s_1 . Отметим, что в группе #А несущих, группе #В несущих, группе #С несущих и группе #D несущих символы данных показаны в потоке s_2 , но когда используется схема передачи для передачи только потока s_1 , в некоторых случаях отсутствуют символы данных в потоке s_2 .

Контрольные символы предназначены, чтобы устройство приема выполняло оценку канала, то есть оценивало колебание, соответствующее $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ в Уравнении 36. (В этом варианте осуществления, поскольку используется схема передачи с несколькими несущими, например, схема OFDM, контрольные символы предназначены для оценки колебания, соответствующего $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ в каждой поднесущей). Соответственно, схема передачи PSK, например, используется для контрольных символов, которые структурированы для образования шаблона, известного устройствам передачи и приема. Кроме того, устройство приема может использовать контрольные символы для оценки ухода частоты, оценки фазового искажения и синхронизации времени.

Фиг. 56 показывает пример структуры устройства приема для приема модулированных сигналов, переданных устройством передачи на фиг. 52. Элементы, которые работают аналогично фиг. 7, имеют такие же ссылочные номера.

На фиг. 56 относящийся к OFDM процессор (5600_X) принимает в качестве ввода принятый сигнал 702_X, выполняет заранее установленную обработку и выводит обработанный сигнал 704_X. Аналогичным образом относящийся к OFDM процессор (5600_Y) принимает в качестве ввода принятый сигнал 702_Y, выполняет заранее установленную обработку и выводит обработанный сигнал 704_Y.

Блок 709 декодирования управляющей информации на фиг. 56 принимает в качестве ввода обработанные сигналы 704_X и 704_Y, извлекает символы управляющей информации и отдельные символы управляющей информации на фиг. 55А и 55В, чтобы получить управляющую информацию, переданную этими символами, и выводит управляющий сигнал 710, который включает в себя полученную информацию.

Блок 705_1 оценки колебания канала для модулированного сигнала z_1 принимает в качестве входных данных обработанный сигнал 704_X и управляющий сигнал 710, выполняет оценку канала в группе несущих, необходимой устройству приема (нужной группе несущих), и выводит сигнал 706_1 оценки канала.

Аналогичным образом блок 705_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала z_2 принимает в качестве входных данных обработанный сигнал 704_X и управляющий сигнал 710, выполняет оценку канала в группе несущих, необходимой устройству приема (нужной группе несущих), и выводит сигнал 706_2 оценки канала.

Аналогичным образом блок 705_1 оценки колебания канала для модулированного сигнала z_1 принимает в качестве входных данных обработанный сигнал 704_Y и управляющий сигнал 710, выполняет оценку канала в группе несущих, необходимой устройству приема (нужной группе несущих), и выводит сигнал 708_1 оценки канала.

Аналогичным образом блок 705_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала z_2 принимает в качестве входных данных обработанный сигнал 704_Y и управляющий сигнал 710, выполняет оценку канала в группе несущих, необходимой устройству приема (нужной группе несущих), и выводит сигнал 708_2 оценки канала.

Блок 711 обработки сигналов принимает в качестве входных данных сигналы 706_1, 706_2, 708_1, 708_2, 704_X, 704_Y и управляющий сигнал 710. На основе включенной в управляющий сигнал 710 информации о схеме передачи, схеме модуляции, схеме кодирования с исправлением ошибок, скорости кодирования для кодирования с исправлением ошибок, размере блока u кодов исправления ошибок и т.п. для символов данных, переданных в нужной группе несущих, блок 711 обработки сигналов демодулирует и декодирует символы данных и выводит принятые данные 712.

Фиг. 57 показывает структуру относящихся к OFDM процессоров (5600_X, 5600_Y) на фиг. 56. Преобразователь частоты (5701) принимает в качестве ввода принятый сигнал (5700), выполняет преобразование частоты и выводит сигнал с преобразованной частотой (5702).

Преобразователь Фурье (5703) принимает в качестве ввода сигнал с преобразованной частотой (5702), выполняет преобразование Фурье и выводит преобразованный сигнал (5704).

Как описано выше, при использовании схемы передачи с несколькими несущими, например схемы OFDM, несущие разделяются на множество групп несущих, и схема передачи задается для каждой группы несущих, посредством этого позволяя задать качество приема и скорость передачи для каждой группы несущих, что дает полезный результат в виде построения гибкой системы. В этом случае, как описано в других вариантах осуществления, разрешение выбора схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования дает преимущества в виде получения высокого качества приема, а

также высокой скорости передачи в среде LOS. В настоящем варианте осуществления схемами передачи, которые можно назначить группе несущих, являются "система MIMO с пространственным мультиплексированием, схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или схема передачи для передачи только потока s1", однако схемы передачи этим не ограничиваются. Кроме того, пространственно-временное кодирование не ограничивается схемой, описанной со ссылкой на фиг. 50, также и схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, не ограничивается схемой #2 на фиг. 49, поскольку приемлема любая структура с фиксированной матрицей предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления описан случай с двумя антеннами в устройстве передачи, но когда количество антенн больше двух, таких же полезных результатов можно достичь путем разрешения выбора схемы передачи для каждой группы несущих из "системы MIMO с пространственным мультиплексированием, схемы MIMO, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования, схемы MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временного блочного кодирования или схемы передачи для передачи только потока s1".

Фиг. 58А и 58В показывают схему распределения на группы несущих, которая отличается от фиг. 47А, 47В, 48А, 48В и 51. На фиг. 47А, 47В, 48А, 48В, 51, 55А и 55В группы несущих описаны как образованные группами поднесущих. С другой стороны, на фиг.

58А и 58В несущие в группе несущих размещаются дискретно. Фиг. 58А и 58В показывают пример структуры кадра во временной и частотной областях, который отличается от фиг. 47А, 47В, 48А, 48В, 51, 55А и 55В. Фиг. 58А и 58В показывают структуру кадра для несущих с 1 по N и моментов с \$1 по \$K. Элементы, аналогичные фиг. 55А и 55В, имеют такие же ссылочные номера. Среди символов данных на фиг. 58А и 58В символы "А" являются символами в группе А несущих, символы "В" являются символами в группе В несущих, символы "С" являются символами в группе С несущих, и символы "D" являются символами в группе D несущих. Группы несущих соответственно могут быть реализованы аналогичным образом с помощью дискретного размещения по (под)несущим, и одна и та же несущая не всегда должна использоваться во временной области. Этот тип размещения дает полезный результат в виде получения выигрыша от временного и частотного разнесения.

На фиг. 47А, 47В, 48А, 48В, 51, 58А и 58В символы управляющей информации и отдельные символы управляющей информации назначаются одному и тому же моменту времени в каждой группе несущих, но эти символы могут назначаться разным моментам. Кроме того, количество (под)несущих, используемое группой несущих, может меняться со временем.

(Вариант 16 осуществления)

Как и вариант 10 осуществления, настоящий вариант осуществления описывает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы, когда N является нечетным числом.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с 2N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для 2N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 294. Уравнение 253

для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{1(i)}} & \alpha \times e^{j(\theta_{1(i)} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{2(i)}} & e^{j(\theta_{2(i)} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$.

Математическое выражение 295. Уравнение 254 для

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{1(i)}} & e^{j(\theta_{1(i)} + \lambda)} \\ e^{j\theta_{2(i)}} & \alpha \times e^{j(\theta_{2(i)} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. (Пусть α в уравнении 253 и α в уравнении 254 будет одним и тем же значением).

Из условия #5 (Математическое выражение 106) и условия #6 (Математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующие условия являются важными в Уравнении 253 для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 296. Условие #46

$$e^{j(\theta_{1(x)} - \theta_{2(x)})} \neq e^{j(\theta_{1(y)} - \theta_{2(y)})} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

Математическое выражение 297. Условие #47

$$e^{j(\theta_{1(x)} - \theta_{2(x)} - \pi)} \neq e^{j(\theta_{1(y)} - \theta_{2(y)} - \pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

Рассматривается добавление следующего условия.

Математическое выражение 298. Условие #48

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{для } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2,N-1) \quad \text{и}$$

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{для } \forall y (y=0,1,2,\dots,N-2,N-1)$$

Далее, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #49 и условие #50.

Математическое выражение 299. Условие #49

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

Математическое выражение 300. Условие #50

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

Другими словами, условие #49 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #50 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

Пусть $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ радианов, и пусть $\alpha > 1$, тогда распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости для $N=3$ показано на фиг. 60А и 60В. Как понятно из фиг. 60А и 60В, на комплексной плоскости минимальное расстояние между точками плохого приема для $s1$ остается большим, и аналогичным образом минимальное расстояние между точками плохого приема для $s2$ также остается большим. Аналогичные условия создаются, когда $\alpha < 1$. Кроме того, при сравнении с фиг. 45А и 45В в варианте 10 осуществления, используя такие же соображения, как в варианте 9 осуществления, вероятность большего расстояния между точками плохого приема на комплексной плоскости увеличивается, когда N является нечетным числом, по сравнению с тем, когда N является четным числом. Однако, когда N небольшое, например, когда $N \leq 16$, можно гарантировать, что минимальное расстояние между точками плохого приема на комплексной плоскости составляет некоторую длину, поскольку количество точек плохого приема небольшое. Соответственно, когда $N \leq 16$, даже если N - четное число, не существует случаев, где можно гарантировать качество приема данных.

Поэтому в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе уравнений 253 и 254, когда N устанавливается в нечетное число, высока вероятность повышения качества приема данных. Матрицы $F[0]-F[2N-1]$ предварительного кодирования формируются на основе уравнений 253 и 254 (матрицы $F[0]-F[2N-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2N$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2Ni$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2Ni+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2N \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой). Кроме того, когда схемой модуляции для $s1$ и $s2$ является 16QAM, если α устанавливается как в Уравнении 233, то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между $16 \times 16 = 256$ сигнальными точками на плоскости I-Q для определенной среды LOS.

Следующие условия возможны в качестве условий, отличающихся от условия #48.

Математическое выражение 301. Условие #51

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 302. Условие #52

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; и $x \neq y$).

В этом случае в результате выполнения условия #46, условия #47, условия #51 и условия #52 расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема для $s1$ увеличивается, как и расстояние между точками плохого приема для $s2$, посредством этого добиваясь отличного качества приема данных.

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования $2N$ разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве $2N$ разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример схемы передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобрете-

ние не ограничивается таким образом, и $2N$ разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $2N$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $2N$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $2N$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $2N$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант 17 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает конкретный пример схемы постоянного изменения весов предварительного кодирования на основе варианта 8 осуществления.

Фиг. 6 относится к схеме взвешивания (схеме предварительного кодирования) в настоящем варианте осуществления. Взвешивающий блок 600 объединяет взвешивающие блоки 308A и 308B на фиг. 3. Как показано на фиг. 6, поток $s1(t)$ и поток $s2(t)$ соответствуют основополосным сигналам 307A и 307B на фиг. 3. Другими словами, потоки $s1(t)$ и $s2(t)$ являются синфазными составляющими I и квадратурными составляющими Q основополосного сигнала при отображении в соответствии со схемой модуляции, например, QPSK, 16QAM, 64QAM или т.п. Как указано структурой кадра из фиг. 6, в потоке $s1(t)$ сигнал в номере и символа представляется в виде $s1(u)$, сигнал в номере $u+1$ символа в виде $s1(u+1)$, и так далее. Аналогичным образом в потоке $s2(t)$ сигнал в номере и символа представляется в виде $s2(u)$, сигнал в номере $u+1$ символа в виде $s2(u+1)$, и так далее. Взвешивающий блок 600 принимает основополосные сигналы 307A ($s1(t)$) и 307B ($s2(t)$) и информацию 315 о взвешивании на фиг. 3 в качестве входных данных, выполняет взвешивание в соответствии с информацией 315 о взвешивании и выводит сигналы 309A ($z1(t)$) и 309B ($z2(t)$) после взвешивания на фиг. 3.

В этот момент, когда используется, например, схема переключения матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N=8$, как в примере #8 в варианте 6 осуществления, $z1(t)$ и $z2(t)$ представляются следующим образом. Для номера $8i$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю):

Математическое выражение 303. Уравнение 255

$$\begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей и $k=0$. Для номера $8i+1$ символа:

Математическое выражение 304. Уравнение 256

$$\begin{pmatrix} z1(8i+1) \\ z2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+1) \\ s2(8i+1) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=1$. Для номера $8i+2$ символа:

Математическое выражение 305. Уравнение 257

$$\begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=2$. Для номера $8i+3$ символа:

Математическое выражение 306. Уравнение 258

$$\begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=3$. Для номера $8i+4$ символа:

Математическое выражение 307. Уравнение 259

$$\begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=4$. Для номера $8i+5$ символа:

Математическое выражение 308. Уравнение 260

$$\begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=5$. Для номера $8i+6$ символа:

Математическое выражение 309. Уравнение 261

$$\begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=6$. Для номера $8i+7$ символа:

Математическое выражение 310. Уравнение 262

$$\begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=7$.

Показанные здесь номера символа могут считаться указывающими время. Как описано в других вариантах осуществления, в уравнении 262, например, $z1(8i+7)$ и $z2(8i+7)$ в момент $8i+7$ являются одно-временными сигналами, и устройство передачи передает $z1(8i+7)$ и $z2(8i+7)$ на одной и той же (совместно используемой/общей) частоте. Другими словами, пусть сигналами в момент T будут $s1(T)$, $s2(T)$, $z1(T)$ и $z2(T)$, тогда $z1(T)$ и $z2(T)$ находятся из некоторого вида матриц предварительного кодирования и из $s1(T)$ и $s2(T)$, и устройство передачи передает $z1(T)$ и $z2(T)$ на одной и той же (совместно используемой/общей) частоте (одновременно). Кроме того, в случае использования схемы передачи с несколькими несущими, например, OFDM или т.п., пусть сигналами, соответствующими $s1$, $s2$, $z1$ и $z2$ для (под)несущей L и момента T , будут $s1(T, L)$, $s2(T, L)$, $z1(T, L)$ и $z2(T, L)$, тогда $z1(T, L)$ и $z2(T, L)$ находятся из некоторого вида матриц предварительного кодирования и из $s1(T, L)$ и $s2(T, L)$, и устройство передачи передает $z1(T, L)$ и $z2(T, L)$ на одной и той же (совместно используемой/общей) частоте (одновременно). В этом случае подходящее значение α задается уравнением 198 или уравнением 200. Также другие значения α могут задаваться в уравнениях 255-262. Другими словами, когда два уравнения (Уравнения X и Y) извлекаются из уравнений 255-262, значение α , заданное уравнением X , может отличаться от значения α , заданного уравнением Y .

Настоящий вариант осуществления описывает схему переключения предварительного кодирования, которая увеличивает размер периода (цикла) на основе вышеописанных матриц предварительного кодирования из уравнения 190.

Пусть период (цикл) в схеме переключения предварительного кодирования будет $8M$, тогда $8M$ разных матриц предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 311. Уравнение 263

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Например, пусть $M=2$ и $\alpha < 1$, тогда точки плохого приема для $s1$ ($\circ$) и для $s2$ ($\square$) при $k=0$ представляются как на фиг. 42А.

Аналогичным образом точки плохого приема для $s1$ ($\circ$) и для $s2$ ($\square$) при $k=1$ представляются как на фиг. 42В. Таким образом, на основе матриц предварительного кодирования в Уравнении 190 точки плохого приема находятся как на фиг. 42А, и используя в качестве матриц предварительного кодирования матрицы, полученные путем умножения каждого элемента во второй строке с правой стороны Уравнения 190 на e^{jX} (см. Уравнение 226), точки плохого приема поворачиваются относительно фиг. 42А (см. фиг. 42В). (Отметим, что точки плохого приема на фиг. 42А и на фиг. 42В не перекрываются. Даже при умножении на e^{jX} точки плохого приема не должны перекрываться, как и в этом случае. Кроме того, матрицы, полученные путем умножения на e^{jX} каждого элемента в первой строке с правой стороны Уравнения 190, а не во второй строке с правой стороны Уравнения 190, могут использоваться в качестве матриц предварительного кодирования). В этом случае матрицы $F[0]$ - $F[15]$ предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 312. Уравнение 264

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4} + Xk)} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + Xk + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ и $k=0, 1$.

В этом случае, когда $M=2$, формируются матрицы $F[0]$ - $F[15]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]$ - $F[15]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке. Также матрицы $F[0]$ - $F[15]$ могут быть разными матрицами). Например, номер $16i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $16i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $16i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 14, 15$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного

кодирования не нужно постоянно переключать между собой). Резюмируя вышеприведенные соображения, со ссылкой на уравнения 82-85 матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) N представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 313. Уравнение 265

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Здесь, поскольку период (цикл) содержит N временных интервалов, $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ на основе уравнения 265 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 314. Уравнение 266

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

В этом случае формируются матрицы $F[0]-F[N \times M-1]$ предварительного кодирования. (Матрицы $F[0]-F[N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N \times M-2, N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных. Отметим, что хотя матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ вставлены в Уравнение 266, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ можно вставить в следующее уравнение, как описано выше.

Математическое выражение 315. Уравнение 267

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

В уравнениях 265 и 266, когда 0 радиан $\leq \delta < 2\pi$ радиан, матрицы являются унитарной матрицей, когда $\delta = \pi$ радиан, и неунитарной матрицей, когда $\delta \neq \pi$ радиан. В настоящей схеме использование неунитарной матрицы для $\pi/2$ радиан $\leq |\delta| < \pi$ радиан является одной отличительной структурой (условия для δ аналогичны другим вариантам осуществления), и получается отличное качество приема данных. Однако, не ограничиваясь этим, взамен может использоваться унитарная матрица.

В настоящем варианте осуществления в качестве одного примера случая, где λ рассматривается как фиксированное значение, описывается случай, где $\lambda = 0$ радиан. Однако, учитывая отображение в соответствии со схемой модуляции, λ может устанавливаться в фиксированное значение, заданное как $\lambda = \pi/2$ радиан, $\lambda = \pi$ радиан или $\lambda = (3\pi)/2$ радиан. (Например, λ может устанавливаться в фиксированное значение, заданное как $\lambda = \pi$ радиан, в матрицах предварительного кодирования из схемы предварительного кодирования, в которой постоянно выполняется переключение между матрицами предварительного кодирования). С помощью этой структуры достигается сокращение размера схемы, как и в случае, где λ устанавливается в значение, заданное как $\lambda = 0$ радиан.

Вариант 18 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы на основе варианта 9 осуществления.

Как описано в варианте 8 осуществления, в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования в течение периода (цикла) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом со ссылкой на уравнения 82-85.

Математическое выражение 316. Уравнение 268

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. ($\alpha > 0$). Поскольку в настоящем варианте осуществления используется унитарная матрица, матрицы предварительного кодирования в уравнении 268 можно представить

следующим образом.

Математическое выражение 317. Уравнение 269

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. ($\alpha > 0$). Из условия #5 (Математическое выражение 106) и условия #6 (Математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующее условие является важным для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 318. Условие #53

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 319. Условие #54

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Вариант 6 осуществления описал расстояние между точками плохого приема. Чтобы увеличить расстояние между точками плохого приема, важно, чтобы количество временных интервалов N было нечетным числом, три или больше. Нижеследующее объясняет этот момент.

Чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в Варианте 6 осуществления, предоставляются условие #55 и условие #56.

Математическое выражение 320. Условие #55

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 321. Условие #56

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Пусть $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ радианов, и пусть $\alpha < 1$, тогда распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=3$ показано на фиг. 43A, а распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=4$ показано на фиг. 43B. Пусть $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ радианов, и пусть $\alpha > 1$, тогда распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=3$ показано на фиг. 44A, а распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=4$ показано на фиг. 44B.

В этом случае при рассмотрении фазы между отрезком прямой от начала координат до точки плохого приема и лучом вдоль вещественной оси, заданным вещественным числом ≥ 0 (см. фиг. 43A), либо для $\alpha > 1$, либо для $\alpha < 1$, когда $N=4$, всегда возникает случай, в котором фаза для точек плохого приема для $s1$ и фаза для точек плохого приема для $s2$ имеют одинаковое значение. (См. 4301, 4302 на фиг. 43B и 4401, 4402 на фиг. 44B). В этом случае на комплексной плоскости расстояние между точками плохого приема становится небольшим. С другой стороны, когда $N=3$, фаза для точек плохого приема для $s1$ и фаза для точек плохого приема для $s2$ никогда не имеют одинакового значения.

На основе вышеизложенного, принимая во внимание то, как всегда возникает случай, в котором фаза для точек плохого приема для $s1$ и фаза для точек плохого приема для $s2$ имеют одинаковое значение, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) является четным числом, установка количества временных интервалов N в периоде (цикле) в нечетное число увеличивает вероятность большего расстояния между точками плохого приема на комплексной плоскости по сравнению с тем, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) является четным числом. Однако, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) небольшое, например когда $N \leq 16$, можно гарантировать, что минимальное расстояние между точками плохого приема на комплексной плоскости составляет некоторую длину, поскольку количество точек плохого приема небольшое. Соответственно, когда $N \leq 16$, даже если N - четное число, не существует случаев, где можно гарантировать качество приема данных.

Поэтому в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе Уравнения 269, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) устанавливается в нечетное число, высока вероятность повышения качества приема данных. Матрицы $F[0] - F[N-1]$ предварительного кодирования формируются на основе Уравнения 269 (матрицы $F[0] - F[N-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для N временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер N_i символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер N_{i+1} символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер N_{i+h} символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой). Кроме того, когда схемой модуляции для $s1$ и $s2$ является 16QAM, если α устанавливается следующим образом,

Математическое выражение 322. Уравнение 270

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2}$$

то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между $16 \times 16 = 256$ сигнальными точками на плоскости I-Q для определенной среды LOS.

Фиг. 94 показывает расположение сигнальных точек на плоскости I-Q для 16QAM. На фиг. 94 сигнальная точка 9400 является сигнальной точкой, когда разряды b0-b3, которые нужно передать (входные разряды), представляют значение "(b0, b1, b2, b3)=(1, 0, 0, 0)" (как показано на фиг. 94), и ее координатами на плоскости I-Q являются $(-3 \times g, 3 \times g)$. Что касается сигнальных точек помимо сигнальной точки 9400, то из фиг. 94 можно установить разряды, которые нужно передать, и координаты на плоскости I-Q.

Фиг. 95 показывает расположение сигнальных точек на плоскости I-Q для QPSK. На фиг. 95 сигнальная точка 9500 является сигнальной точкой, когда разряды b0 и b1, которые нужно передать (входные разряды), представляют значение "(b0, b1)=(1, 0)" (как показано на фиг. 95), и ее координатами на плоскости I-Q являются $(-1 \times g, 1 \times g)$. Что касается сигнальных точек помимо сигнальной точки 9500, то из фиг. 95 можно установить разряды, которые нужно передать, и координаты на плоскости I-Q.

Также, когда схемой модуляции для s1 является модуляция QPSK, а схемой модуляции для s2 является 16QAM, если α устанавливается следующим образом:

Математическое выражение 323. Уравнение 271

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+3+\sqrt{5}}{\sqrt{2}+3-\sqrt{5}}$$

то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между возможными сигнальными точками на плоскости I-Q для определенной среды LOS.

Отметим, что расположение сигнальных точек на плоскости I-Q для 16QAM показано на фиг. 94, а расположение сигнальных точек на плоскости I-Q для QPSK показано на фиг. 95. Здесь, если g на фиг. 94 устанавливается следующим образом:

Математическое выражение 324. Уравнение 272

$$g = \frac{z}{\sqrt{10}}$$

то h на фиг. 94 получается следующим образом.

Математическое выражение 325. Уравнение 273

$$h = \frac{z}{\sqrt{2}}$$

В качестве примера матриц предварительного кодирования, подготовленных для N временных интервалов на основе уравнения 269, рассматриваются следующие матрицы:

Математическое выражение 326. Уравнение 274

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 327. Уравнение 275

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 328. Уравнение 276

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 329. Уравнение 277

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 330. Уравнение 278

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Отметим, что для ограничения масштаба вычислений у вышеупомянутого предварительного кодирования в устройстве передачи можно задать $\theta_{11}(i)=0$ радианов и $\lambda=0$ радианов в уравнении 269. Однако в этом случае в уравнении 269 λ может меняться в зависимости от i или может иметь такое же значение.

Другими словами, в уравнении 269 λ в $F[i=x]$ и λ в $F[i=y]$ ($x \neq y$) может иметь одинаковое значение или может иметь разные значения.

В качестве значения, в которое устанавливается α , вышеописанное заданное значение является одним из эффективных значений. Однако, не ограничиваясь этим, α может задаваться, например, для каждого значения i в матрице $F[i]$ предварительного кодирования, как описано в варианте 17 осуществления. (Другими словами, в $F[i]$ не обязательно всегда устанавливать α в постоянное значение для i).

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$. В схеме передачи по одной несущей символы размещаются в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ во временной области (или частотной области в случае схемы передачи с несколькими несущими). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов N в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема. В этом случае условие #55 и условие #56 можно заменить следующими условиями. (Количество временных интервалов в периоде (цикле) считается равным N).

Математическое выражение 331. Условие #55'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 332. Условие #56'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

В настоящем варианте осуществления в качестве одного примера случая, где λ рассматривается как фиксированное значение, описывается случай, где $\lambda=0$ радианов. Однако, учитывая отображение в соответствии со схемой модуляции, λ может устанавливаться в фиксированное значение, заданное как $\lambda=\pi/2$ радианов, $\lambda=\pi$ радианов или $\lambda=(3\pi)/2$ радианов. (Например, λ может устанавливаться в фиксированное значение, заданное как $\lambda=\pi$ радианов, в матрицах предварительного кодирования из схемы предварительного кодирования, в которой постоянно выполняется переключение между матрицами предварительного кодирования). С помощью этой структуры, как и в случае, где λ устанавливается в значение, заданное как $\lambda=0$ радианов, достигается сокращение размера схемы.

Вариант 19 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы на основе варианта 10 осуществления.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 333. Уравнение 279

Когда $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

$\alpha > 0$ и α является фиксированным значением (независимо от i).

Математическое выражение 334. Уравнение 280

Когда $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

$\alpha > 0$ и α является фиксированным значением (независимо от i). (Значение α в уравнении 279 такое же, как значение α в уравнении 280).

(Значение α может задаваться как $\alpha < 0$). Из условия #5 (Математическое выражение 106) и условия #6 (Математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующее условие является важным для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 335 условие #57

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 336. Условие #58

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; и $x \neq y$).

Рассматривается добавление следующего условия:

Математическое выражение 337. Условие #59

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1) \text{ и}$$

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Далее, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #60 и условие #61.

Математическое выражение 338. Условие #60

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 339. Условие #61

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Пусть $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ радианов, и пусть $\alpha > 1$, тогда распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости для $N=4$ показано на фиг. 43А и 43В. Как понятно из фиг. 43А и 43В, на комплексной плоскости минимальное расстояние между точками плохого приема для $s1$ остается большим, и аналогичным образом минимальное расстояние между точками плохого приема для $s2$ также остается большим. Аналогичные условия создаются, когда $\alpha < 1$. Кроме того, используя такие же соображения, как в Варианте 9 осуществления, вероятность большего расстояния между точками плохого приема на комплексной плоскости увеличивается, когда N является нечетным числом, по сравнению с тем, когда N является четным числом. Однако, когда N небольшое, например, когда $N \leq 16$, можно гарантировать, что минимальное расстояние между точками плохого приема на комплексной плоскости составляет некоторую длину, поскольку количество точек плохого приема небольшое. Соответственно, когда $N \leq 16$, даже если N - четное число, не существует случаев, где можно гарантировать качество приема данных.

Поэтому в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе уравнений 279 и 280, когда N устанавливается в нечетное число, высока вероятность повышения качества приема данных. Отметим, что матрицы $F[0]-F[2N-1]$ предварительного кодирования сформированы на основе уравнений 279 и 280. (Матрицы $F[0]-F[2N-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2N$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2Ni$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2Ni+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2N \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой). Кроме того, когда схемой модуляции для $s1$ и $s2$ является 16QAM, если α устанавливается как в Уравнении 270, то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между $16 \times 16 = 256$ сигнальными точками на плоскости I-Q для определенной среды LOS.

Также, когда схемой модуляции для $s1$ является модуляция QPSK, а схемой модуляции для $s2$ является 16QAM, если α устанавливается как в уравнении 271, то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между возможными сигнальными точками на плоскости I-Q для определенной среды LOS. Отметим, что расположение сигнальных точек на плоскости I-Q для 16QAM показано на фиг. 60, а расположение сигнальных точек на плоскости I-Q для QPSK показано на фиг. 94. Здесь, если "g" на фиг. 60 устанавливается как в уравнении 272, то "h" на фиг. 94 получается как в уравнении 273.

Следующие условия возможны в качестве условий, отличающихся от условия #59:

Математическое выражение 340. Условие #62

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 341. Условие #63

$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)}$ для $\forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$
(x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; и $x \neq y$).

В этом случае в результате выполнения условия #57, и условия #58, и условия #62, и условия #63 расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема для s_1 увеличивается, как и расстояние между точками плохого приема для s_2 , посредством этого добиваясь отличного качества приема данных.

В качестве примера матриц предварительного кодирования, подготовленных для $2N$ временных интервалов на основе уравнений 279 и 280, рассматриваются следующие матрицы, когда $N=15$:

Математическое выражение 342. Уравнение 281

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 343. Уравнение 282

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j(\frac{2}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 344. Уравнение 283

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j(\frac{4}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 345. Уравнение 284

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j(\frac{6}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 346. Уравнение 285

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j(\frac{8}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 347. Уравнение 286

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j(\frac{10}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 348. Уравнение 287

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j(\frac{12}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 349. Уравнение 288

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j(\frac{14}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 350. Уравнение 289

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j(\frac{16}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 351. Уравнение 290

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j(\frac{18}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 352. Уравнение 291

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j(\frac{20}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 353. Уравнение 292

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j(\frac{22}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 354. Уравнение 293

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j(\frac{24}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 355. Уравнение 294

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 356. Уравнение 295

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 357. Уравнение 296

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 358. Уравнение 297

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 359. Уравнение 298

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 360. Уравнение 299

$$F[i=18] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 361. Уравнение 300

$$F[i=19] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 362. Уравнение 301

$$F[i=20] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 363. Уравнение 302

$$F[i=21] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 364. Уравнение 303

$$F[i=22] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 365. Уравнение 304

$$F[i=23] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 366. Уравнение 305

$$F[i=24] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 367. Уравнение 306

$$F[i=25] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 368. Уравнение 307

$$F[i=26] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 369. Уравнение 308

$$F[i = 27] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j \frac{24}{15} \pi} & e^{j \left(\frac{24}{15} \pi + \pi \right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 370. Уравнение 309

$$F[i = 28] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j \frac{26}{15} \pi} & e^{j \left(\frac{26}{15} \pi + \pi \right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 371. Уравнение 310

$$F[i = 29] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j \frac{28}{15} \pi} & e^{j \left(\frac{28}{15} \pi + \pi \right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Отметим, что для ограничения масштаба вычислений у вышеупомянутого предварительного кодирования в устройстве передачи можно задать $\theta_{11}(i)=0$ радианов и $\lambda=0$ радианов в уравнении 279, и можно задать $\theta_{21}(i)=0$ радианов и $\lambda=0$ радианов в уравнении 280.

Однако в этом случае в уравнениях 279 и 280 λ может задаваться как значение, которое меняется в зависимости от i , или может задаваться как одинаковое значение. Другими словами, в уравнениях 279 и 280 λ в $F[i=x]$ и λ в $F[i=y]$ ($x \neq y$) может иметь одинаковое значение или может иметь разные значения. В качестве другой схемы λ устанавливается как фиксированное значение в уравнении 279, λ устанавливается как фиксированное значение в уравнении 280, и фиксированные значения λ в уравнениях 279 и 280 устанавливаются как разные значения. (В качестве еще одной схемы используются фиксированные значения λ в уравнениях 279 и 280).

В качестве значения, в которое устанавливается α , вышеописанное заданное значение является одним из эффективных значений. Однако, не ограничиваясь этим, α может задаваться, например, для каждого значения i в матрице $F[i]$ предварительного кодирования, как описано в варианте 17 осуществления. (Другими словами, в $F[i]$ не обязательно всегда устанавливать α в постоянное значение для i).

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования 2N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с 2N-интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве 2N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$. В схеме передачи по одной несущей символы размещаются в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ во временной области (или частотной области в случае схемы передачи с несколькими несущими). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и 2N разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с 2N-интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования 2N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, 2N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N-интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов 2N в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются 2N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

В настоящем варианте осуществления в качестве одного примера случая, где λ рассматривается как фиксированное значение, описывается случай, где $\lambda=0$ радианов. Однако, учитывая отображение в соответствии со схемой модуляции, λ может устанавливаться в фиксированное значение, заданное как $\lambda=\pi/2$ радианов, $\lambda=\pi$ радианов или $\lambda=(3\pi)/2$ радианов. (Например, λ может устанавливаться в фиксированное значение, заданное как $\lambda=\pi$ радианов, в матрицах предварительного кодирования из схемы предварительного кодирования, в которой постоянно выполняется переключение между матрицами предварительного кодирования). С помощью этой структуры достигается сокращение размера схемы, как и в случае, где λ устанавливается в значение, заданное как $\lambda=0$ радианов.

Вариант 20 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы на основе варианта 13 осуществления.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период

(цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 372. Уравнение 311.

Когда $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$.

Математическое выражение 373. Уравнение 312.

Когда $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. (Значение α может задаваться как $\alpha < 0$).

Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ на основе Уравнений 311 и 312 представляются следующими уравнениями.

Математическое выражение 374. Уравнение 313

Когда $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Математическое выражение 375. Уравнение 314.

Когда $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i) + Y_k} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Кроме того, может быть верно $X_k = Y_k$, или может быть верно $X_k \neq Y_k$.

В этом случае формируются матрицы $F[0] \dots F[2N \times M - 1]$ предварительного кодирования. (Матрицы $F[0] \dots F[2N \times M - 1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2 \times N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2 \times N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2 \times N \times M \times i + 1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2 \times N \times M \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в Уравнении 313 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 376. Уравнение 315.

Когда $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i) + Y_k} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 314 также можно заменить любым из уравнений 316-318.

Математическое выражение 377. Уравнение 316

Когда $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Математическое выражение 378. Уравнение 317. Когда $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + Y_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta + Y_k)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Математическое выражение 379. Уравнение 318.

Когда $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Обращая внимание на точки плохого приема, если уравнения 313-318 удовлетворяют следующим условиям:

Математическое выражение 380. Условие #64

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 381. Условие #65

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 382. Условие #66

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1) \quad \text{и}$$

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

то достигается отличное качество приема данных. Отметим, что в варианте 8 осуществления должны выполняться условие #39 и условие #40.

Обращая внимание на X_k и Y_k , если уравнения 313-318 удовлетворяют следующим условиям:

Математическое выражение 383. Условие #67

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{для } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

(a равно 0, 1, 2, ..., $M-2, M-1$; b равно 0, 1, 2, ..., $M-2, M-1$; и $a \neq b$). (Здесь s - целое число).

Математическое выражение 384. Условие #68

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{для } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

(a равно 0, 1, 2, ..., $M-2, M-1$; b равно 0, 1, 2, ..., $M-2, M-1$; и $a \neq b$). (Здесь u - целое число), то достигается отличное качество приема данных. Отметим, что в Варианте 8 осуществления должно выполняться Условие #42. В Уравнениях 313 и 318, когда 0 радианов $\leq \delta < 2\pi$ радианов, матрицы являются унитарной матрицей, когда $\delta = \pi$ радианов, и неунитарной матрицей, когда $\delta \neq \pi$ радианов. В настоящей схеме использование неунитарной матрицы для $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| < \pi$ радианов является одной отличительной структурой, и получается отличное качество приема данных, но также возможно использование унитарной матрицы.

Нижеследующее предоставляет пример матриц предварительного кодирования в схеме переключения предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления. Следующие матрицы рассматриваются, когда $N=5, M=2$, в качестве примера матриц предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ на основе уравнений с 313 по 318:

Математическое выражение 385. Уравнение 319

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 386. Уравнение 320

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{2}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 387. Уравнение 321

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{4}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 388. Уравнение 322

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{6}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 389. Уравнение 323

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{8}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 390. Уравнение 324

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 391. Уравнение 325

$$F[i = 6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j(\frac{2}{5}\pi + \pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 392. Уравнение 326

$$F[i = 7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j(\frac{4}{5}\pi + \pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 393. Уравнение 327

$$F[i = 8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j(\frac{6}{5}\pi + \pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 394. Уравнение 328

$$F[i = 9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j(\frac{8}{5}\pi + \pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 395. Уравнение 329

$$F[i = 10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(0+\pi)} & e^{j(\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 396. Уравнение 330

$$F[i = 11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{2}{5}\pi + \pi)} & e^{j(\frac{2}{5}\pi + \pi + \pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 397. Уравнение 331

$$F[i = 12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{4}{5}\pi + \pi)} & e^{j(\frac{4}{5}\pi + \pi + \pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 398. Уравнение 332

$$F[i = 13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{6}{5}\pi + \pi)} & e^{j(\frac{6}{5}\pi + \pi + \pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 399. Уравнение 333

$$F[i = 14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{8}{5}\pi + \pi)} & e^{j(\frac{8}{5}\pi + \pi + \pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 400. Уравнение 334

$$F[i = 15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 401. Уравнение 335

$$F[i = 16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j(\frac{2}{5}\pi + \pi)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 402. Уравнение 336

$$F[i = 17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j(\frac{4}{5}\pi + \pi)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 403. Уравнение 337

$$F[i = 18] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j(\frac{6}{5}\pi + \pi)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 404. Уравнение 338

$$F[i = 19] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j(\frac{8}{5}\pi + \pi)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix}$$

Таким образом, в вышеприведенном примере для ограничения масштаба вычислений у вышеупомянутого предварительного кодирования в устройстве передачи $\lambda=0$ радианов, $\delta=\pi$ радианов, $X1=0$ радианов и $X2=\pi$ радианов задаются в уравнении 313, и $\lambda=0$ радианов, $\delta=\pi$ радианов, $Y1=0$ радианов и $Y2=\pi$ радианов задаются в уравнении 314. Однако в этом случае в уравнениях 313 и 314 λ может задаваться как значение, которое меняется в зависимости от i , или может задаваться как одинаковое значение.

ние. Другими словами, в уравнениях 313 и 314 λ в $F[i=x]$ и λ в $F[i=y]$ ($x \neq y$) может иметь одинаковое значение или может иметь разные значения. В качестве другой схемы λ устанавливается как фиксированное значение в уравнении 313, λ устанавливается как фиксированное значение в уравнении 314, и фиксированные значения λ в уравнениях 313 и 314 устанавливаются как разные значения. (В качестве еще одной схемы используются фиксированные значения λ в уравнениях 313 и 314).

В качестве значения, в которое устанавливается α , описанное в варианте 18 осуществления заданное значение является одним из эффективных значений. Однако, не ограничиваясь этим, α может задаваться, например, для каждого значения i в матрице $F[i]$ предварительного кодирования, как описано в варианте 17 осуществления. (Другими словами, в $F[i]$ не обязательно всегда устанавливать α в постоянное значение для i).

В настоящем варианте осуществления в качестве одного примера случая, где λ рассматривается как фиксированное значение, описывается случай, где $\lambda=0$ радианов. Однако, учитывая отображение в соответствии со схемой модуляции, λ может устанавливаться в фиксированное значение, заданное как $\lambda=\pi/2$ радианов, $\lambda=\pi$ радианов или $\lambda=(3\pi)/2$ радианов. (Например, λ может устанавливаться в фиксированное значение, заданное как $\lambda=\pi$ радианов, в матрицах предварительного кодирования из схемы предварительного кодирования, в которой постоянно выполняется переключение между матрицами предварительного кодирования). С помощью этой структуры достигается сокращение размера схемы, как и в случае, где λ устанавливается в значение, заданное как $\lambda=0$ радианов.

Вариант 21 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает пример схемы предварительного кодирования из Варианта 18 осуществления, в которой постоянно выполняется переключение между матрицами предварительного кодирования.

В качестве примера матриц предварительного кодирования, подготовленных для N временных интервалов на основе Уравнения 269, рассматриваются следующие матрицы:

Математическое выражение 405. Уравнение 339

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 406. Уравнение 340

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j(\frac{2}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 407. Уравнение 341

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j(\frac{4}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 408. Уравнение 342

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j(\frac{6}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 409. Уравнение 343

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j(\frac{8}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 410. Уравнение 344

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j(\frac{10}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 411. Уравнение 345

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j(\frac{12}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 412. Уравнение 346

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j(\frac{14}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 413. Уравнение 347

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j(\frac{16}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

В вышеприведенных уравнениях имеется особый случай, где α можно установить в 1. В этом случае уравнения с 339 по 347 представляются следующим образом.

Математическое выражение 414. Уравнение 348

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 415. Уравнение 349

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j(\frac{2}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 416. Уравнение 350

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j(\frac{4}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 417. Уравнение 351

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j(\frac{6}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 418. Уравнение 352

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j(\frac{8}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 419. Уравнение 353

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j(\frac{10}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 420. Уравнение 354

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j(\frac{12}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 421. Уравнение 355

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j(\frac{14}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 422. Уравнение 356

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j(\frac{16}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

В качестве другого примера матриц предварительного кодирования, подготовленных для N временных интервалов на основе уравнения 269, рассматриваются следующие матрицы, когда N=15:

Математическое выражение 423. Уравнение 357

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 424. Уравнение 358

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j(\frac{2}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 425. Уравнение 359

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j(\frac{4}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 426. Уравнение 360

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j(\frac{6}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 427. Уравнение 361

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j(\frac{8}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 428. Уравнение 362

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 429. Уравнение 363

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 430. Уравнение 364

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 431. Уравнение 365

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 432. Уравнение 366

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 433. Уравнение 367

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 434. Уравнение 368

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 435. Уравнение 369

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{24}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 436. Уравнение 370

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 437. Уравнение 371

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

В вышеприведенных уравнениях имеется особый случай, где α можно установить в 1. В этом случае уравнения с 357 по 371 представляются следующим образом.

Математическое выражение 438. Уравнение 372

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 439. Уравнение 373

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 440. Уравнение 374

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 441. Уравнение 375

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 442. Уравнение 376

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j(\frac{8}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 443. Уравнение 377

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j(\frac{10}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 444. Уравнение 378

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j(\frac{12}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 445. Уравнение 379

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j(\frac{14}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 446. Уравнение 380

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j(\frac{16}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 447. Уравнение 381

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j(\frac{18}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 448. Уравнение 382

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j(\frac{20}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 449. Уравнение 383

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j(\frac{22}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 450. Уравнение 384

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{24}{9}\pi} & e^{j(\frac{24}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 451. Уравнение 385

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j(\frac{26}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 452. Уравнение 386

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j(\frac{28}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

В настоящем примере α устанавливается в 1. Однако значение, в которое устанавливается α , этим не ограничивается. Например, заданное значение α может применяться к следующему случаю. Другими словами, как показано на фиг. 3 или т.п., кодер выполняет кодирование с исправлением ошибок. Значение α может меняться в зависимости от скорости кодирования для кодирования с исправлением ошибок, используемой при кодировании с исправлением ошибок. Например, рассматривается схема, в которой α устанавливается в 1, когда скорость кодирования равна 1/2, и в значение, отличное от 1, например в значение, удовлетворяющее отношению $\alpha > 1$ (или $\alpha < 1$), когда скорость кодирования равна 2/3. С помощью этой структуры в устройстве приема можно достичь отличного качества приема данных независимо от скорости кодирования. (Отличного качества приема данных можно достичь, даже если α устанавливается как фиксированное значение).

В качестве другого примера, который описан в Варианте 17 осуществления, α может задаваться для каждого значения i в матрице $F[i]$ предварительного кодирования. (Другими словами, в $F[i]$ не обязательно всегда устанавливать α в постоянное значение для i).

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным пе-

риодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$. В схеме передачи по одной несущей символы размещаются в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ во временной области (или частотной области в случае схемы передачи с несколькими несущими). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Вариант 22 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает пример схемы предварительного кодирования из варианта 19 осуществления, в которой постоянно выполняется переключение между матрицами предварительного кодирования.

В качестве примера матриц предварительного кодирования, подготовленных для $2N$ временных интервалов на основе уравнений 279 и 280, рассматриваются следующие матрицы, когда $N=9$:

Математическое выражение 453. Уравнение 387

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 454. Уравнение 388

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j(\frac{2}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 455. Уравнение 389

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j(\frac{4}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 456. Уравнение 390

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j(\frac{6}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 457. Уравнение 391

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j(\frac{8}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 458. Уравнение 392

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j(\frac{10}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 459. Уравнение 393

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j(\frac{12}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 460. Уравнение 394

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j(\frac{14}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 461. Уравнение 395

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j(\frac{16}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 462. Уравнение 396

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 463. Уравнение 397

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j(\frac{2}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 464. Уравнение 398

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j(\frac{4}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 465. Уравнение 399

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j(\frac{6}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 466. Уравнение 400

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j(\frac{8}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 467. Уравнение 401

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j(\frac{10}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 468. Уравнение 402

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j(\frac{12}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 469. Уравнение 403

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j(\frac{14}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 470. Уравнение 404

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j(\frac{16}{9}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

В вышеприведенных уравнениях имеется особый случай, где α можно установить в 1. В этом случае Уравнения с 387 по 404 представляются следующим образом.

Математическое выражение 471. Уравнение 405

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 472. Уравнение 406

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j(\frac{2}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 473. Уравнение 407

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j(\frac{4}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 474. Уравнение 408

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j(\frac{6}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 475. Уравнение 409

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j(\frac{8}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 476. Уравнение 410

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j(\frac{10}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 477. Уравнение 411

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 478. Уравнение 412

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 479. Уравнение 413

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 480. Уравнение 414

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 481. Уравнение 415

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 482. Уравнение 416

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 483. Уравнение 417

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 484. Уравнение 418

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 485. Уравнение 419

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 486. Уравнение 420

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 487. Уравнение 421

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 488. Уравнение 422

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

Также α может быть установлена в 1 в уравнениях с 281 по 310, представленных в Варианте 19 осуществления. В качестве значения, в которое устанавливается α , вышеописанное заданное значение является одним из эффективных значений. Однако, не ограничиваясь этим, α может задаваться, например, для каждого значения i в матрице $F[i]$ предварительного кодирования, как описано в Варианте 17 осуществления. (Другими словами, в $F[i]$ не обязательно всегда устанавливать α в постоянное значение для i).

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования 2N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с 2N-интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве 2N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[2N-2]$, $F[2N-1]$. В схеме передачи по одной несущей символы размещаются в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[2N-2]$, $F[2N-1]$ во временной области (или частотной области в случае

схемы передачи с несколькими несущими). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и $2N$ разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $2N$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $2N$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $2N$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $2N$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант 23 осуществления.

В варианте 9 осуществления описана схема для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы. В настоящем варианте осуществления описывается схема для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием матрицы, отличной от матрицы в варианте 9 осуществления.

Сначала матрица F предварительного кодирования, базисная матрица предварительного кодирования, выражается следующим уравнением.

Математическое выражение 489. Уравнение 423

$$F = \begin{pmatrix} A \times e^{j\mu_{11}} & B \times e^{j\mu_{12}} \\ C \times e^{j\mu_{21}} & 0 \end{pmatrix}$$

В уравнении 423 A , B и C являются вещественными числами, μ_{11} , μ_{12} и μ_{21} являются вещественными числами, и их единицами являются радианы. В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 490. Уравнение 424

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. Также A , B и C являются фиксированными значениями независимо от i , и μ_{11} , μ_{12} и μ_{21} являются фиксированными значениями независимо от i . Если матрица, представленная форматом уравнения 424, рассматривается в качестве матрицы предварительного кодирования, то "0" присутствует в качестве одного элемента матрицы предварительного кодирования, соответственно она обладает полезным результатом в том, что можно уменьшить точки плохого приема, описанные в других вариантах осуществления.

Также другая базисная матрица предварительного кодирования, отличная от матрицы, выраженной уравнением 423, выражается следующим уравнением.

Математическое выражение 491. Уравнение 425

$$F = \begin{pmatrix} A \times e^{j\mu_{11}} & B \times e^{j\mu_{12}} \\ 0 & D \times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix}$$

В уравнении 425 A , B и C являются вещественными числами, μ_{11} , μ_{12} и μ_{22} являются вещественными числами, и их единицами являются радианы. В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 492. Уравнение 426

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. Также A , B и D являются фиксированными значениями независимо от i , и μ_{11} , μ_{12} и μ_{22} являются фиксированными значениями независимо от i . Если матрица, представленная форматом уравнения 426, рассматривается в качестве матрицы предварительного кодирования, то "0" присутствует в качестве одного элемента матрицы предварительного кодирования, соответственно она обладает полезным результатом в том, что можно уменьшить точки плохого приема, описанные в других вариантах осуществления.

Также другая базисная матрица предварительного кодирования, отличная от матриц, выраженных уравнениями 423 и 425, выражается следующим уравнением.

Математическое выражение 493. Уравнение 427

$$F = \begin{pmatrix} A \times e^{j\mu_{11}} & 0 \\ C \times e^{j\mu_{21}} & D \times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix}$$

В уравнении 427 А, С и D являются вещественными числами, μ_{11} , μ_{21} и μ_{22} являются вещественными числами, и их единицами являются радианы. В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 494. Уравнение 428

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. Также А, С и D являются фиксированными значениями независимо от i , и μ_{11} , μ_{21} и μ_{22} являются фиксированными значениями независимо от i . Если матрица, представленная форматом уравнения 428, рассматривается в качестве матрицы предварительного кодирования, то "0" присутствует в качестве одного элемента матрицы предварительного кодирования, соответственно она обладает полезным результатом в том, что можно уменьшить точки плохого приема, описанные в других вариантах осуществления.

Также другая базисная матрица предварительного кодирования, отличная от матриц, выраженных уравнениями 423, 425 и 427, выражается следующим уравнением.

Математическое выражение 495. Уравнение 429

$$F = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j\mu_{12}} \\ C \times e^{j\mu_{21}} & D \times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix}$$

В Уравнении 429 В, С и D являются вещественными числами, μ_{12} , μ_{21} и μ_{22} являются вещественными числами, и их единицами являются радианы. В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 496. Уравнение 430

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. Также В, С и D являются фиксированными значениями независимо от i , и μ_{12} , μ_{21} и μ_{22} являются фиксированными значениями независимо от i . Если матрица, представленная форматом уравнения 430, рассматривается в качестве матрицы предварительного кодирования, то "0" присутствует в качестве одного элемента матрицы предварительного кодирования, соответственно она обладает полезным результатом в том, что можно уменьшить точки плохого приема, описанные в других вариантах осуществления. Из условия #5 (Математическое выражение 106) и условия #6 (Математическое выражение 107) в Варианте 3 осуществления следующие условия являются важными для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 497. Условие #69

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

Математическое выражение 498. Условие #70

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

Чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #71 и условие #72.

Математическое выражение 499. Условие #71

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 500. Условие #72

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

С помощью этой структуры устройство приема может избежать точек плохого приема в среде LOS, и соответственно может получить полезный результат в виде повышения качества приема данных.

Отметим, что в качестве примера вышеописанной схемы для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования имеется схема для установления $\theta_{11}(i)$ в 0 радианов ($\theta_{11}(i)$ устанавливается в постоянное значение независимо от i . В этом случае $\theta_{11}(i)$ можно установить в значение помимо 0 радианов), так что $\theta_{11}(i)$ и $\theta_{21}(i)$ удовлетворяют вышеописанным условиям. Также имеется схе-

ма для отказа от установления $\theta_{11}(i)$ в 0 радианов, но установления $\theta_{21}(i)$ в 0 радианов ($\theta_{21}(i)$ устанавливается в постоянное значение независимо от i . В этом случае $\theta_{21}(i)$ можно установить в значение помимо 0 радианов), так что $\theta_{11}(i)$ и $\theta_{21}(i)$ удовлетворяют вышеописанным условиям.

Настоящий вариант осуществления описывает схему структурирования N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$. В схеме передачи по одной несущей символы размещаются в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ во временной области (или частотной области в случае схемы передачи с несколькими несущими). Однако это не единственный пример, и N разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в соответствии с настоящим вариантом осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области или в частотно-временных областях. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов N в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема. В этом случае Условие #69 и Условие #70 можно заменить следующими условиями. (Количество временных интервалов в периоде (цикле) считается равным N).

Математическое выражение 501. Условие #73

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 502. Условие #74

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Вариант 24 осуществления.

В варианте 10 осуществления описывается схема для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы. Однако настоящий вариант осуществления описывает схему для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием матрицы, отличной от используемой в варианте 10 осуществления.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 503. Уравнение 431.

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$.

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь пусть A, B и C будут вещественными числами, и μ_{11}, μ_{12} и μ_{21} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же A, B и C являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{11}, μ_{12} и μ_{21} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Математическое выражение 504. Уравнение 432.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\nu_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть α, β и δ будут вещественными числами, и ν_{11}, ν_{12} и ν_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же α, β и δ являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом ν_{11}, ν_{12} и ν_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, отличаются от матриц в Уравнениях 431 и 432 и представляются следующими уравнениями.

Математическое выражение 505. Уравнение 433.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь пусть A, B и C будут вещественными числами, и μ_{11}, μ_{12} и μ_{21} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же A, B и C являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{11}, μ_{12} и μ_{21} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Математическое выражение 506. Уравнение 434.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть β, γ и δ будут вещественными числами, и ν_{12}, ν_{21} и ν_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же β, γ и δ являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом ν_{12}, ν_{21} и ν_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, отличаются от описанных выше и представляются следующими уравнениями.

Математическое выражение 507. Уравнение 435.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть A, C и D будут вещественными числами, и μ_{11}, μ_{21} и μ_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же A, C и D являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{11}, μ_{21} и μ_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Математическое выражение 508. Уравнение 436.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\nu_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть α, β и δ будут вещественными числами, и ν_{11}, ν_{12} и ν_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же α, β и δ являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом ν_{11}, ν_{12} и ν_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, отличаются от описанных выше и представляются следующими уравнениями.

Математическое выражение 509. Уравнение 437.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть A, C и D будут вещественными числами, и μ_{11}, μ_{21} и μ_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же A, C и D являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{11}, μ_{21} и μ_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Математическое выражение 510. Уравнение 438.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть β, γ и δ будут вещественными числами, и ν_{12}, ν_{21} и ν_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же β, γ и δ являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом ν_{12}, ν_{21} и ν_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Используя те же соображения, что и в условии #5 (Математическое выражение 106) и условии #6 (Математическое выражение 107) из варианта 3 осуществления, следующие условия являются важными для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 511. Условие #75

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 512. Условие #76

$$e^{j(\psi_{11}(x) - \psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y) - \psi_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; и $x \neq y$).

Далее, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в Варианте 6 осуществления, предоставляется условие #77 или условие #78.

Математическое выражение 513. Условие #77

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 514. Условие #78

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Аналогичным образом, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, предоставляется условие #79 или условие #80.

Математическое выражение 515. Условие #79

$$\frac{e^{j(\psi_{11}(x+1)-\psi_{21}(x+1))}}{e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2)$$

Математическое выражение 516. Условие #80

$$\frac{e^{j(\psi_{11}(x+1)-\psi_{21}(x+1))}}{e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2)$$

Вышеприведенное размещение гарантирует уменьшение количества точек плохого приема, описанного в других вариантах осуществления, потому что одним из элементов матриц предварительного кодирования является "0". К тому же устройство приема получает возможность повысить качество приема, потому что точки плохого приема эффективно убираются, особенно в среде LOS.

В альтернативной схеме к вышеописанной схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования $\theta_{11}(i)$ фиксируется, например, в 0 радианов (фиксированное значение, не зависящее от i , и может быть применимо значение помимо 0 радианов), и $\theta_{11}(i)$ и $\theta_{21}(i)$ удовлетворяют описанным выше условиям. В другой альтернативной схеме фиксируется $\theta_{21}(i)$ вместо $\theta_{11}(i)$, например, в 0 радианов (фиксированное значение, не зависящее от i , и может быть применимо значение помимо 0 радианов), и $\theta_{11}(i)$ и $\theta_{21}(i)$ удовлетворяют описанным выше условиям.

Аналогичным образом, в другой альтернативной схеме $\psi_{11}(i)$ фиксируется, например, в 0 радианов (фиксированное значение, не зависящее от i , и может быть применимо значение помимо 0 радианов), и $\psi_{11}(i)$ и $\psi_{21}(i)$ удовлетворяют описанным выше условиям. Аналогичным образом в другой альтернативной схеме фиксируется $\psi_{21}(i)$ вместо $\psi_{11}(i)$, например, в 0 радианов (фиксированное значение, не зависящее от i , и может быть применимо значение помимо 0 радианов), и $\psi_{11}(i)$ и $\psi_{21}(i)$ удовлетворяют описанным выше условиям.

Настоящий вариант осуществления описывает схему структурирования $2N$ разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве $2N$ разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$. В схеме передачи по одной несущей символы размещаются в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ во временной области (или частотной области в случае нескольких несущих). Однако это не единственный пример, и $2N$ разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области или в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $2N$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $2N$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $2N$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $2N$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант 25 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для увеличения размера периода (цикла) у переключений предварительного кодирования между матрицами предварительного кодирования путем применения Варианта 17 осуществления к матрицам предварительного кодирования, описанным в варианте 23 осуществления.

Как описано в варианте 23 осуществления, в схеме постоянного переключения между матрицами

предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 517. Уравнение 439

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. К тому же A, B и C являются фиксированными значениями, не зависящими от i. Аналогичным образом μ_{11} , μ_{12} и μ_{21} являются фиксированными значениями, не зависящими от i. Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ на основе уравнения 439 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 518. Уравнение 440

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Соответственно формируются матрицы $F[0]$ - $F[N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]$ - $F[N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N \times M-2, N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных. Отметим, что хотя матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ вставлены в Уравнение 440, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ можно вставить в следующее уравнение, как описано выше.

Математическое выражение 519. Уравнение 441

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Как описано в варианте 23 осуществления, в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами, который отличается от вышеописанных N временных интервалов, матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 520. Уравнение 442

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. К тому же A, B и D являются фиксированными значениями, не зависящими от i. Аналогичным образом μ_{11} , μ_{12} и μ_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i. Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ на основе Уравнения 441 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 521. Уравнение 443

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]$ - $F[N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]$ - $F[N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N \times M-2, N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных. Отметим, что хотя матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ вставлены в Уравнение 443, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ можно вставить в

следующее уравнение, как описано выше.

Математическое выражение 522. Уравнение 444

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Как описано в варианте 23 осуществления, в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами, который отличается от вышеописанных N временных интервалов, матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 523. Уравнение 445

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. К тому же A, C и D являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{11}, μ_{21} и μ_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ на основе Уравнения 445 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 524. Уравнение 446

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]-F[N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N \times M-2, N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных. Отметим, что хотя матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ вставлены в Уравнение 446, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ можно вставить в следующее уравнение, как описано выше.

Математическое выражение 525. Уравнение 447

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Как описано в варианте 23 осуществления, в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами, который отличается от вышеописанных N временных интервалов, матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 526. Уравнение 448

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. К тому же B, C и D являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{12}, μ_{21} и μ_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ на основе Уравнения 448 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 527. Уравнение 449

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]-F[N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с ис-

пользованием $F[0]$, номер $N \times M \times i + 1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $N \times M \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N \times M - 2, N \times M - 1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных. Отметим, что хотя матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ вставлены в Уравнение 449, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ можно вставить в следующее уравнение, как описано выше.

Математическое выражение 528. Уравнение 450

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Настоящий вариант осуществления описывает схему структурирования $N \times M$ разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с $N \times M$ временными интервалами в периоде времени (цикле). В этом случае в качестве $N \times M$ разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N \times M - 2], F[N \times M - 1]$. В схеме передачи по одной несущей символы размещаются в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N \times M - 2], F[N \times M - 1]$ во временной области (или частотной области в случае нескольких несущих). Однако это не единственный пример, и $N \times M$ разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N \times M - 2], F[N \times M - 1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области или в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с $N \times M$ временными интервалами в периоде времени (цикле), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $N \times M$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $N \times M$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за H -интервальный период (цикл) (причем H - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $N \times M$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $N \times M$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант 26 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для увеличения размера периода (цикла) у переключений предварительного кодирования между матрицами предварительного кодирования путем применения варианта 20 осуществления к матрицам предварительного кодирования, описанным в варианте 24 осуществления.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 529. Уравнение 451

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь пусть A, B и C будут вещественными числами, и μ_{11}, μ_{12} и μ_{21} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же A, B и C являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{11}, μ_{12} и μ_{21} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Математическое выражение 530. Уравнение 452

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть α, β и δ будут вещественными числами, и v_{11}, v_{12} и v_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же α, β и δ являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом v_{11}, v_{12} и v_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ на основе уравнений 451 и 452 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 531. Уравнение 453.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Математическое выражение 532. Уравнение 454.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. К тому же может быть верно $X_k=Y_k$ или может быть верно $X_k \neq Y_k$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2 \times N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2 \times N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2 \times N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2 \times N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M-2, 2 \times N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в Уравнении 453 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 533. Уравнение 455.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 454 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 534. Уравнение 456.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i) + Y_k)} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Другой пример показан ниже. В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 535. Уравнение 457.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь пусть A, B и C будут вещественными числами, и μ_{11}, μ_{12} и μ_{21} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же A, B и C являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{11}, μ_{12} и μ_{21} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Математическое выражение 536. Уравнение 458.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(v_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть β, γ и δ будут вещественными числами, и v_{12}, v_{21} и v_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же β, γ и δ являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом v_{12}, v_{21} и v_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ на основе Уравнений 457 и 458 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 537. Уравнение 459.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Математическое выражение 538. Уравнение 460.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i) + Y_k)} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Кроме того, может быть верно $X_k=Y_k$ или может быть верно $X_k \neq Y_k$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2 \times N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2 \times N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2 \times N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2 \times N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M-2, 2 \times N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в Уравнении 459 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 539. Уравнение 461.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в Уравнении 460 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 540. Уравнение 462.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Другой пример показан ниже. В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 541. Уравнение 463.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть A, C и D будут вещественными числами, и μ_{11}, μ_{21} и μ_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же A, C и D являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{11}, μ_{21} и μ_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Математическое выражение 542. Уравнение 464.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\nu_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть α, β и δ будут вещественными числами, и ν_{11}, ν_{12} и ν_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же α, β и δ являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом ν_{11}, ν_{12} и ν_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ на основе Уравнений 463 и 464 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 543. Уравнение 465.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Математическое выражение 544. Уравнение 466.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\nu_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Кроме того, может быть верно $X_k=Y_k$, или может быть верно $X_k \neq Y_k$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2 \times N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2 \times N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2 \times N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2 \times N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M-2, 2 \times N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 465 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 545. Уравнение 467.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 466 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 546. Уравнение 468.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\nu_{11} + \psi_{11}(i) + Y_k)} & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ 0 & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Другой пример показан ниже. В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 547. Уравнение 469.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть A, C и D будут вещественными числами, и μ_{11}, μ_{21} и μ_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же A, C и D являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом μ_{11}, μ_{21} и μ_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i .

Математическое выражение 548. Уравнение 470.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь пусть β, γ и δ будут вещественными числами, и ν_{12}, ν_{21} и ν_{22} будут вещественными числами, выраженными в радианах. К тому же β, γ и δ являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Аналогичным образом ν_{12}, ν_{21} и ν_{22} являются фиксированными значениями, не зависящими от i . Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ на основе уравнений 469 и 470 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 549. Уравнение 471.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Математическое выражение 550. Уравнение 472.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i) + Y_k)} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Кроме того, может быть верно $X_k=Y_k$ или может быть верно $X_k \neq Y_k$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2 \times N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2 \times N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2 \times N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2 \times N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M-2, 2 \times N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким способом добивается схемы переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 471 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 551. Уравнение 473.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 472 можно заменить следующим уравнением.

Математическое выражение 552. Уравнение 474.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix}$$

Здесь $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Обращая внимание на точки плохого приема в вышеприведенных примерах, следующие условия являются важными.

Математическое выражение 553. Условие #81

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 554. Условие #82

$$e^{j(\psi_{11}(x) - \psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y) - \psi_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 555. Условие #83

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1) \quad \text{и}$$

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Математическое выражение 556. Условие #84

$$\psi_{11}(x) = \psi_{11}(x+N) \quad \text{для } \forall x (x = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1) \quad \text{и}$$

$$\psi_{21}(y) = \psi_{21}(y+N) \quad \text{для } \forall y (y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

Отличное качество приема данных достигается путем выполнения показанных выше условий. Кроме того, должны выполняться следующие условия (см. вариант 24 осуществления).

Математическое выражение 557. Условие #85

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 558. Условие #86

$$e^{j(\psi_{11}(x) - \psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y) - \psi_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; и $x \neq y$).

Обращая внимание на X_k и Y_k , отмечаются следующие условия.

Математическое выражение 559. Условие #87

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{для } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

(a равно $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$; b равно $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$; и $a \neq b$).

Здесь s - целое число.

Математическое выражение 560. Условие #88

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{для } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

(a равно $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$; b равно $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$; и $a \neq b$).

(Здесь u - целое число).

Отличное качество приема данных достигается путем выполнения двух показанных выше условий.

В варианте 25 осуществления должно выполняться условие #87.

Настоящий вариант осуществления описывает схему структурирования $2 \times N \times M$ разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с $2N \times M$ временными интервалами в периоде времени (цикле). В этом случае в качестве $2 \times N \times M$ разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2 \times N \times M - 2], F[2 \times N \times M - 1]$. В схеме передачи по одной несущей символы размещаются в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2 \times N \times M - 2], F[2 \times N \times M - 1]$ во временной области (или частотной области в случае нескольких несущих). Однако это не единственный пример, и $2 \times N \times M$ разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2 \times N \times M - 2], F[2 \times N \times M - 1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например схеме передачи OFDM или т.п.

Как и в варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области или в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с $2 \times N \times M$ временными интервалами в периоде времени (цикле), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $2 \times N \times M$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $2 \times N \times M$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $2 \times N \times M$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $2 \times N \times M$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант A1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления приводится подробное описание схемы для адаптации вышеописанных схем передачи, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования, к системе связи, совместимой со стандартом DVB-T2 (Цифровое видеовещание; T - наземный) (DVB для системы цифрового наземного телевизионного вещания второго поколения). Фиг. 61 - обзор структуры кадра сигнала, переданного вещательной станцией в соответствии со стандартом DVB-T2. В соответствии со стандартом DVB-T2 применяется схема OFDM. Таким образом, кадры структурируются во временной и частотной областях. Фиг. 61 показывает структуру кадра во временной и частотной областях. Кадр состоит из Данных сигнализации P1 (6101), Данных предсигнализации L1 (6102), Данных постсигнализации L1 (6103), Общего PLP (6104) и PLP с #1 по #N (с 6105_1 по 6105_N) (PLP: канал физического уровня). (Здесь Данные предсигнализации L1 (6102) и Данные постсигнализации L1 (6103) называются символами P2). Как указано выше, кадр, состоящий из Данных сигнализации P1 (6101), Данных предсигнализации L1 (6102), Данных постсигнализации L1 (6103), Общего PLP (6104) и PLP с #1 по #N (с 6105_1 по 6105_N), называется кадром T2, который является единицей структуры кадра.

Данные сигнализации P1 (6101) являются символом для использования устройством приема для обнаружения сигнала и синхронизации частоты (включая оценку ухода частоты). Также Данные сигнализации P1 (6101) передают информацию, включающую в себя информацию, указывающую размер FFT (быстрое преобразование Фурье), и информацию, указывающую, что из SISO (один вход и один выход) и MISO (несколько входов и один выход) применяется для передачи модулированного сигнала. (Схема SISO предназначена для передачи одного модулированного сигнала, тогда как схема MISO предназначена для передачи множества модулированных сигналов с использованием пространственно-временного блочного кодирования).

Данные предсигнализации L1 (6102) передают информацию, включающую в себя: информацию о защитном интервале, используемом в переданных кадрах; информацию о способе снижения PAPR (отношение пиковой мощности к средней мощности); информацию о схеме модуляции, схеме исправления ошибок (FEC: прямое исправление ошибок) и скорости кодирования в схеме исправления ошибок, ис-

пользуемых при передаче Данных постсигнализации L1; информацию о размере Данных постсигнализации L1 и размере информации; информацию о шаблоне контрольного сигнала; информацию об уникальном номере соты (частотной области); и информацию, указывающую, какой из обычного режима и расширенного режима используется (соответствующие режимы отличаются числом поднесущих, используемых при передаче данных).

Данные постсигнализации L1 (6103) передают информацию, включающую в себя: информацию о количестве PLP; информацию об используемой частотной области; информацию об уникальном номере каждого PLP; информацию о схеме модуляции, схеме исправления ошибок, скорости кодирования в схеме исправления ошибок, используемых при передаче PLP; и информацию о количестве блоков, переданных в каждом PLP.

Общий PLP (6104) и PLP с #1 по #N (с 6105_1 по 6105_N) являются полями, используемыми для передачи данных.

В показанной на фиг. 61 структуре кадра Данные сигнализации P1 (6101), Данные предсигнализации L1 (6102), Данные постсигнализации L1 (6103), Общий PLP (6104) и PLP с #1 по #N (с 6105_1 по 6105_N) иллюстрируются как передаваемые с помощью временного разделения. Однако на практике одновременно присутствуют два сигнала или более. Фиг. 62 показывает такой пример. Как показано на фиг. 62, Данные предсигнализации L1, Данные постсигнализации L1 и Общий PLP могут присутствовать одновременно, и PLP #1 и PLP#2 могут присутствовать одновременно. То есть сигналы составляют кадр с использованием временного разделения и частотного разделения.

Фиг. 63 показывает пример структуры устройства передачи, полученной путем применения вышеописанных схем постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования к устройству передачи, совместимому со стандартом DVB-T2 (то есть к устройству передачи в вещательной станции). Блок 6302 формирования сигналов PLP принимает данные 6301 передачи PLP (данные передачи для множества PLP) и управляющий сигнал 6309 в качестве ввода, выполняет отображение каждого PLP в соответствии со схемой исправления ошибок и схемой модуляции, указанных для PLP с помощью информации, включенной в управляющий сигнал 6309, и выводит (квадратурный) основополосный сигнал 6303, несущий множество PLP.

Блок 6305 формирования сигналов символа P2 принимает данные 6304 передачи символа P2 и управляющий сигнал 6309 в качестве ввода, выполняет отображение в соответствии со схемой исправления ошибок и схемой модуляции, указанных для каждого символа P2 с помощью информации, включенной в управляющий сигнал 6309, и выводит (квадратурный) основополосный сигнал 6306, несущий символы P2.

Блок 6308 формирования управляющего сигнала принимает данные 6307 передачи символа P1 и данные 6304 передачи символа P2 в качестве ввода, а затем в качестве управляющего сигнала 6309 выводит информацию о схеме передачи (схема исправления ошибок, скорость кодирования при исправлении ошибок, схема модуляции, длина блока, структура кадра, выбранные схемы передачи, включающие в себя схему передачи, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, схема вставки контрольного символа, IFFT (Обратное быстрое преобразование Фурье)/FFT, способ снижения PAPR и схема вставки защитного интервала) в каждой группе символов, показанной на фиг. 61 (Данные сигнализации P1 (6101), Данные предсигнализации L1 (6102), Данные постсигнализации L1 (6103), Общий PLP (6104), PLP с #1 по #N (с 6105_1 по 6105_N)). Блок 6310 структурирования кадра принимает в качестве ввода основополосный сигнал 6303, несущий PLP, основополосный сигнал 6306, несущий символы P2, и управляющий сигнал 6309. При приеме ввода блок 6310 структурирования кадра изменяет порядок входных данных в частотной области и временной области на основе информации о структуре кадра, включенной в управляющий сигнал, и выводит (квадратурный) основополосный сигнал 6311_1, соответствующий потоку 1, и (квадратурный) основополосный сигнал 6311_2, соответствующий потоку 2, оба сигнала в соответствии со структурой кадра.

Блок 6312 обработки сигналов в качестве ввода принимает основополосный сигнал 6311_1, соответствующий потоку 1, основополосный сигнал 6311_2, соответствующий потоку 2, и управляющий сигнал 6309 и выводит модулированный сигнал 1 (6313_1) и модулированный сигнал 2 (6313_2), полученные в результате обработки сигналов на основе схемы передачи, указанной с помощью информации, включенной в управляющий сигнал 6309. Отмеченный здесь отличительный признак заключается в следующем. А именно, когда выбирается схема передачи, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, блок обработки сигналов переключается между матрицами предварительного кодирования и выполняет взвешивание (предварительное кодирование) способом, аналогичным фиг. 6, 22, 23 и 26. Таким образом, полученные предварительно кодированные сигналы являются модулированным сигналом 1 (6313_1) и модулированным сигналом 2 (6313_2), полученными в результате обработки сигналов.

Блок 6314_1 вставки контрольного сигнала принимает в качестве ввода модулированный сигнал 1 (6313_1), полученный в результате обработки сигналов, и управляющий сигнал 6309, вставляет контрольные символы в принятый модулированный сигнал 1 (6313_1) и выводит модулированный сигнал 6315_1, полученный в результате вставки контрольного сигнала. Отметим, что вставка контрольного

символа осуществляется на основе информации, указывающей схему вставки контрольного символа, включенной в управляющий сигнал 6309.

Блок 6314_2 вставки контрольного сигнала принимает в качестве ввода модулированный сигнал 2 (6313_2), полученный в результате обработки сигналов, и управляющий сигнал 6309, вставляет контрольные символы в принятый модулированный сигнал 2 (6313_2) и выводит модулированный сигнал 6315_2, полученный в результате вставки контрольного символа. Отметим, что вставка контрольного символа осуществляется на основе информации, указывающей схему вставки контрольного символа, включенной в управляющий сигнал 6309.

Блок 6316_1 IFFT (Обратное быстрое преобразование Фурье) в качестве ввода принимает модулированный сигнал 6315_1, полученный в результате вставки контрольного символа, и управляющий сигнал 6309, и применяет IFFT на основе информации о способе IFFT, включенной в управляющий сигнал 6309, и выводит сигнал 6317_1, полученный в результате IFFT.

Блок 6316_2 IFFT в качестве ввода принимает модулированный сигнал 6315_2, полученный в результате вставки контрольного символа, и управляющий сигнал 6309, и применяет IFFT на основе информации о способе IFFT, включенной в управляющий сигнал 6309, и выводит сигнал 6317_2, полученный в результате IFFT.

Блок 6318_1 снижения PAPR в качестве ввода принимает сигнал 6317_1, полученный в результате IFFT, и управляющий сигнал 6309, выполняет обработку для снижения PAPR над принятым сигналом 6317_1 и выводит сигнал 6319_1, полученный в результате обработки по снижению PAPR. Отметим, что обработка по снижению PAPR выполняется на основе информации о снижении PAPR, включенной в управляющий сигнал 6309.

Блок 6318_2 снижения PAPR в качестве ввода принимает сигнал 6317_2, полученный в результате IFFT, и управляющий сигнал 6309, выполняет обработку для снижения PAPR над принятым сигналом 6317_2 и выводит сигнал 6319_2, полученный в результате обработки по снижению PAPR. Отметим, что обработка по снижению PAPR осуществляется на основе информации о снижении PAPR, включенной в управляющий сигнал 6309.

Блок 6320_1 вставки защитного интервала в качестве ввода принимает сигнал 6319_1, полученный в результате обработки по снижению PAPR, и управляющий сигнал 6309, вставляет защитные интервалы в принятый сигнал 6319_1 и выводит сигнал 6321_1, полученный в результате вставки защитного интервала. Отметим, что вставка защитного интервала осуществляется на основе информации о схеме вставки защитного интервала, включенной в управляющий сигнал 6309.

Блок 6320_2 вставки защитного интервала в качестве ввода принимает сигнал 6319_2, полученный в результате обработки по снижению PAPR, и управляющий сигнал 6309, вставляет защитные интервалы в принятый сигнал 6319_2 и выводит сигнал 6321_2, полученный в результате вставки защитного интервала. Отметим, что вставка защитного интервала осуществляется на основе информации о схеме вставки защитного интервала, включенной в управляющий сигнал 6309.

Блок 6322 вставки символа P1 принимает в качестве ввода сигнал 6321_1, полученный в результате вставки защитного интервала, сигнал 6321_2, полученный в результате вставки защитного интервала, и данные 6307 передачи символа P1, формирует сигнал символа P1 из данных 6307 передачи символа P1, добавляет символ P1 в сигнал 6321_1, полученный в результате вставки защитного интервала, и добавляет символ P1 в сигнал 6321_2, полученный в результате вставки защитного интервала. Затем блок 6322 вставки символа P1 выводит сигнал 6323_1, полученный в результате обработки, имеющей отношение к символу P1, и сигнал 6323_2, полученный в результате обработки, имеющей отношение к символу P1. Отметим, что сигнал символа P1 может добавляться к обоим сигналам 6323_1 и 6323_2 или к одному из сигналов 6323_1 и 6323_2. В случае, где сигнал символа P1 добавляется к одному из сигналов 6323_1 и 6323_2, отмечается следующее. Для целей описания интервал сигнала, к которому добавляется символ P1, называется интервалом символа P1. Тогда сигнал, к которому не добавляется символ P1, включает в себя в качестве основополосного сигнала нулевой сигнал в интервале, соответствующем интервалу символа P1 другого сигнала. Блок 6324_1 радиообработки принимает сигнал 6323_1, полученный в результате обработки, имеющей отношение к символу P1, выполняет такую обработку, как преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит сигнал 6325_1 передачи. Сигнал 6325_1 передачи затем выводится в виде радиоволны из антенны 6326_1.

Блок 6324_2 радиообработки принимает сигнал 6323_2, полученный в результате обработки, имеющей отношение к символу P1, выполняет такую обработку, как преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит сигнал 6325_2 передачи. Сигнал 6325_2 передачи затем выводится в виде радиоволны из антенны 6326_2.

Далее приводится подробное описание структуры кадра у сигнала передачи и схемы передачи управляющей информации (информации, переносимой символом P1 и символами P2), применяемых вещательной станцией (базовой станцией) в случае, где схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования приспособлена к системе DVB-T2.

Фиг. 64 показывает пример структуры кадра во временной и частотной областях в случае, где множество PLP передается после передачи символа P1, символов P2 и Общего PLP. На фиг. 64 поток s1 ис-

пользует поднесущие с #1 по #М в частотной области. Аналогичным образом поток s2 использует поднесущие с #1 по #М в частотной области. Поэтому, когда потоки s1 и s2 содержат символ на одной и той же поднесущей и в одно время, символы двух потоков присутствуют на одной и той же частоте. В случае, где выполненное предварительное кодирование включает в себя предварительное кодирование в соответствии со схемой для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая описана в других вариантах осуществления, потоки s1 и s2 подвергаются взвешиванию, выполняемому с использованием матриц предварительного кодирования, и z1 и z2 выводятся из соответствующих антенн.

Как показано на фиг. 64, в интервале 1 группа 6401 символов из PLP #1 передается с использованием потоков s1 и s2, и передача данных осуществляется с использованием системы ММО с пространственным мультиплексированием, показанной на фиг. 49, или системы ММО с фиксированной матрицей предварительного кодирования.

В интервале 2 группа 6402 символов из PLP #2 передается с использованием потока s1, и передача данных осуществляется путем передачи одного модулированного сигнала.

В интервале 3 группа 6403 символов из PLP #3 передается с использованием потоков s1 и s2, и передача данных осуществляется с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования.

В интервале 4 группа 6404 символов из PLP #4 передается с использованием потоков s1 и s2, и передача данных осуществляется с использованием пространственно-временного блочного кодирования, показанного на фиг. 50. Отметим, что размещение символов, используемое при пространственно-временном блочном кодировании, не ограничивается размещением во временной области. В качестве альтернативы размещение символов может происходить в частотной области или в группах символов, образованных во временной и частотной областях. К тому же пространственно-временное блочное кодирование не ограничивается показанным на фиг. 50.

В случае, где вещательная станция передает PLP в структуре кадра, показанной на фиг. 64, устройству приема, принимающему показанный на фиг. 64 сигнал передачи, нужно знать схему передачи, используемую для каждого PLP. Как уже описано выше, необходимо поэтому передавать информацию, указывающую схему передачи для каждого PLP, используя Данные постсигнализации L1 (6103, показанные на фиг. 61), которые являются символом P2. Нижеследующее описывает пример схемы структурирования символа P1, используемой в этом документе, и схемы структурирования символа P2, используемой в этом документе.

Табл. 3 показывает конкретный пример управляющей информации, переданной с использованием символа P1.

Таблица 3

S1	000: T2_SISO (Передача одного модулированного сигнала, совместимая со стандартом DVB-T2) 001: T2_MISO (Передача с использованием пространственно-временного блочного кодирования, совместимая со стандартом DVB-T2) 010: NOT_T2 (совместимая со стандартом, отличным от DVB-T2)
----	---

В соответствии со стандартом DVB-T2 управляющая информация S1 (три разряда) дает устройству приема возможность определить, используется ли стандарт DVB-T2, а также определить, какая схема передачи используется, если используется DVB-T2. Если три разряда устанавливаются в "000", то информация S1 указывает, что модулированный сигнал передан в соответствии с "передачей модулированного сигнала, совместимой со стандартом DVB-T2".

Если три разряда устанавливаются в "001", то информация S1 указывает, что переданный модулированный сигнал находится в соответствии с "передачей с использованием пространственно-временного блочного кодирования, совместимой со стандартом DVB-T2".

В стандарте DVB-T2 наборы разрядов с "010" по "111" являются "Зарезервированными" для будущего использования. Чтобы адаптировать настоящее изобретение для установления совместимости с DVB-T2, три разряда, составляющие информацию S1, могут устанавливаться в "010" (или в любой набор разрядов помимо "000" и "001") для указания, что переданный модулированный сигнал совместим со стандартом, отличным от DVB-T2. При определении, что принятая информация S1 устанавливается в "010", устройство приема узнает, что переданный от вещательной станции модулированный сигнал совместим со стандартом, отличным от DVB-T2.

Далее приводится описание примеров схемы структурирования символа P2 в случае, где модулированный сигнал, переданный вещательной станцией, совместим со стандартом, отличным от DVB-T2. Первый пример ориентирован на схему, в которой используется символ P2, совместимый со стандартом DVB-T2.

Табл. 4 показывает первый пример управляющей информации, переданной с использованием Данных постсигнализации L1, которые являются одним из символов P2.

Таблица 4

PLP_MODE (2 разряда)	00: SISO/SIMO
	01: MISO/MIMO (Пространственно-временной блочный код)
	10: MIMO (Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования)
	11: MIMO (Система MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования или Система MIMO с пространственным мультиплексированием)

SISO: Один вход и один выход (один модулированный сигнал передается и принимается одной антенной).

SIMO: Один вход и несколько выходов (один модулированный сигнал передается и принимается множеством антенн).

MISO: Несколько входов и один выход (множество модулированных сигналов передается из множества антенн и принимается одной антенной).

MIMO: Несколько входов и несколько выходов (множество модулированных сигналов передается из множества антенн и принимается множеством антенн).

Показанная 2-разрядная информация "PLP_MODE" в табл. 4 является управляющей информацией, используемой для указания схемы передачи, используемой для каждого PLP, как показано на фиг. 64 (PLP с #1 по #4 на фиг. 64). То есть для каждого PLP предоставляется отдельная порция информации "PLP_MODE". То есть в показанном на фиг. 64 примере PLP_MODE для PLP #1, PLP_MODE для PLP #2, PLP_MODE для PLP #3, PLP_MODE для PLP #4, ... передаются от вещательной станции. Само собой разумеется, путем демодуляции (а также выполнения исправления ошибок) тех порций информации терминал на принимающей стороне получает возможность распознать схему передачи, которую вещательная станция использовала для передачи каждого PLP.

Когда PLP_MODE устанавливается в "00", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с помощью "передачи одного модулированного сигнала". Когда PLP_MODE устанавливается в "01", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с помощью "передачи множества модулированных сигналов, полученных путем пространственно-временного блочного кодирования". Когда PLP_MODE устанавливается в "10", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с использованием "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования". Когда PLP_MODE устанавливается в "11", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с использованием "системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования или системы MIMO с пространственным мультиплексированием".

Отметим, что когда PLP_MODE устанавливается в значения от "01" до "11", терминалу нужно сообщать информацию, указывающую определенную обработку, проводимую вещательной станцией (например, определенную схему переключения, используемую в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, определенную используемую схему пространственно-временного блочного кодирования и используемую структуру матриц предварительного кодирования). Нижеследующее описывает схему структурирования управляющей информации, которая включает в себя такую информацию и отличается от примера, показанного в табл. 4.

Табл. 5 показывает второй пример управляющей информации, переданной с использованием Данных постсигнализации L1, которые являются одним из символов P2. Второй пример, показанный в табл. 5, отличается от первого примера, показанного в табл. 4.

Таблица 5

PLP_MODE (1 разряд)	0 : SISO/SIMO 1 : MISO/MIMO (Пространственно-временное блочное кодирование, или Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, или Система MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования, или Система MIMO с пространственным мультиплексированием)
MIMO_MODE (1 разряд)	0: Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования --- ОТКЛЮЧЕНО 1: Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования --- ВКЛЮЧЕНО
MIMO_PATTERN #1 (2 разряда)	00: Пространственно-временное блочное кодирование 01: Система MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования и Матрица #1 предварительного кодирования 10: Система MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования и Матрица #2 предварительного кодирования 11: Система MIMO с пространственным мультиплексированием
MIMO_PATTERN #2 (2 разряда)	00: Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, использующая схему #1 переключения матрицы предварительного кодирования 01: Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, использующая схему #2 переключения матрицы предварительного кодирования 10: Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, использующая схему #3 переключения матрицы предварительного кодирования 11: Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, использующая схему #4 переключения матрицы предварительного кодирования

Как показано в табл. 5, управляющая информация включает в себя "PLP_MODE", который имеет длину в один разряд, "MIMO_MODE", который имеет длину в один разряд, "MIMO_PATTERN #1", который имеет длину в два разряда, и "MIMO_PATTERN #2", который имеет длину в два разряда. Как показано на фиг. 64, эти четыре порции управляющей информации служат для сообщения схемы передачи у соответствующего одного из PLP (PLP с #1 по #4 в показанном на фиг. 64 примере). Таким образом,

для каждого PLP предоставляется набор из четырех порций информации. То есть, в показанном на фиг. 64 примере вещательная станция передает набор из информации PLP_MODE, информации MIMO_MODE, информации MIMO_PATTERN #1 и информации MIMO_PATTERN #2 для PLP #1, набор из информации PLP_MODE, информации MIMO_MODE, информации MIMO_PATTERN #1 и информации MIMO_PATTERN #2 для PLP #2, набор из информации PLP_MODE, информации MIMO_MODE, информации MIMO_PATTERN #1 и информации MIMO_PATTERN #2 для PLP #3, набор из информации PLP_MODE, информации MIMO_MODE, информации MIMO_PATTERN #1 и информации MIMO_PATTERN #2 для PLP #4, ... Само собой разумеется, путем демодуляции (а также выполнения исправления ошибок) тех порций информации терминал на принимающей стороне получает возможность распознать схему передачи, которую вещательная станция использовала для передачи каждого PLP.

При PLP_MODE, установленном в "0", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с помощью "передачи одного модулированного сигнала". При PLP_MODE, установленном в "1", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с помощью "передачи множества модулированных сигналов, полученных путем пространственно-временного блочного кодирования", "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования", "системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования" или "системы MIMO с пространственным мультиплексированием".

При "PLP_MODE", установленном в "1", информация "MIMO_MODE" становится эффективной. При "MIMO_MODE", установленном в "0", передача данных осуществляется с помощью схемы, отличной от "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования". С другой стороны, при "MIMO_MODE", установленном в "1", передача данных осуществляется с помощью "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования".

При "PLP_MODE", установленном в "1", и "MIMO_MODE", установленном в "0", информация "MIMO_PATTERN #1" становится эффективной. При "MIMO_PATTERN #1", установленном в "00", передача данных осуществляется с использованием пространственно-временного блочного кодирования. При "MIMO_PATTERN", установленном в "01", передача данных осуществляется с использованием схемы предварительного кодирования, в которой взвешивание выполняется с использованием фиксированной матрицы #1 предварительного кодирования. При "MIMO_PATTERN", установленном в "10", передача данных осуществляется с использованием схемы предварительного кодирования, в которой взвешивание выполняется с использованием фиксированной матрицы #2 предварительного кодирования (отметим, что матрица #1 предварительного кодирования и матрица #2 предварительного кодирования взаимно отличаются). Когда "MIMO_PATTERN" устанавливается в "11", передача данных осуществляется с использованием системы MIMO с пространственным мультиплексированием (естественно, можно сделать вывод, что здесь выбирается Схема 1, показанная на фиг. 49).

При "PLP_MODE", установленном в "1", и "MIMO_MODE", установленном в "1", информация "MIMO_PATTERN #2" становится эффективной. Тогда при "MIMO_PATTERN #2", установленном в "00", передача данных осуществляется с использованием схемы #1 переключения матрицы предварительного кодирования, в соответствии с которой постоянно переключаются матрицы предварительного кодирования. При "MIMO_PATTERN #2", установленном в "01", передача данных осуществляется с использованием схемы #2 переключения матрицы предварительного кодирования, в соответствии с которой постоянно переключаются матрицы предварительного кодирования. При "MIMO_PATTERN #2", установленном в "10", передача данных осуществляется с использованием схемы #3 переключения матрицы предварительного кодирования, в соответствии с которой постоянно переключаются матрицы предварительного кодирования. При "MIMO_PATTERN #2", установленном в "11", передача данных осуществляется с использованием схемы #4 переключения матрицы предварительного кодирования, в соответствии с которой постоянно переключаются матрицы предварительного кодирования. Отметим, что схемы переключения матриц предварительного кодирования с #1 по #4 взаимно отличаются. Здесь, чтобы задать отличающуюся схему, предполагается, что #A и #B являются взаимно разными схемами, и тогда одно из следующего является верным.

Матрицы предварительного кодирования, используемые в #A, включают в себя такие же матрицы, используемые в #B, но периоды (циклы) матриц отличаются.

Матрицы предварительного кодирования, используемые в #A, включают в себя матрицы предварительного кодирования, не используемые в #B.

Ни одна из матриц предварительного кодирования, используемых в #A, не используется в #B.

В вышеприведенном описании управляющая информация, показанная в табл. 4 и 5, передается в Данных постсигнализации L1, которые являются одним из символов P2. Однако в соответствии со стандартом DVB-T2 ограничивается объем информации, который может передаваться в качестве символов P2. Поэтому добавление информации, показанной в табл. 4 и 5, к информации, необходимой в стандарте DVB-T2, чтобы передать ее с использованием символов P2, может привести к объему, превышающему максимальный объем, который можно передать в качестве символов P2. В таком случае может предос-

ставляться Сигнальный PLP (6501), как показано на фиг. 65, чтобы передавать управляющую информацию, необходимую по стандарту, отличному от стандарта DVB-T2 (то есть передача данных осуществляется с использованием Данных постсигнализации L1 и Сигнального PLP). В показанном на фиг. 65 примере используется такая же структура кадра, как показана на фиг. 61. Однако структура кадра не ограничивается этим конкретным примером. Например, аналогично Данным предсигнализации L1 и другим данным, показанным на фиг. 62, Сигнальный PLP может распределяться определенному диапазону несущих в определенной временной области во временной и частотной областях. Вкратце, Сигнальный PLP может распределяться во временной и частотной областях любым способом.

Как описано выше, настоящий вариант осуществления разрешает выбор схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования наряду с использованием схемы с несколькими несущими, например, схемы OFDM, но не в ущерб совместимости со стандартом DVB-T2. Это дает преимущества в виде получения высокого качества приема, а также высокой скорости передачи в среде LOS. В настоящем варианте осуществления схемами передачи, которые можно назначить группе несущих, являются "система MIMO с пространственным мультиплексированием, схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или схема передачи для передачи только потока s1", однако схемы передачи этим не ограничиваются. Кроме того, схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, ограничивается схемой #2 на фиг. 49, так как приемлема любая структура с фиксированной матрицей предварительного кодирования.

Кроме того, вышеприведенное описание ориентировано на схему, в которой схемами, выбираемыми вещательной станцией, являются "система MIMO с пространственным мультиплексированием, схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или схема передачи для передачи только потока s1". Однако не нужно, чтобы все схемы передачи были выбираемыми. Также возможен любой из следующих примеров.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование и схема передачи для передачи только потока s1.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования и пространственно-временное блочное кодирование.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования и схема передачи для передачи только потока s1.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование и схема передачи для передачи только потока s1.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, и схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования и пространственно-временное блочное кодирование.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования и схема передачи для передачи только потока s1.

Как перечислено выше, при условии, что схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования включается как выбираемая схема, в среде LOS получают полезные результаты в виде высокоскоростной передачи данных, в дополнение к отличному качеству приема для устройства приема.

Здесь необходимо задать управляющую информацию S1 в символах P1, как описано выше. К тому же в качестве символов P2 управляющая информация может задаваться отлично от схемы (схемы для задания схемы передачи каждого PLP), показанной в табл. 4. Табл. 6 показывает один пример такой схемы.

Таблица 6

PLP-MODE (2 разряда)	00: SISO/SIMO
	01: MISO/MIMO (пространственно-временной блочный код)
	10 : MIMO (Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования)
	11: Зарезервировано

Табл. 6 отличается от табл. 4 в том, что "PLP_MODE", установленный в "11", является "Зарезервированным". Таким образом, количество разрядов, составляющих "PLP_MODE", показанный в табл. 4 и 6, можно увеличивать или уменьшать в зависимости от количества выбираемых схем передачи PLP в случае, где выбираемыми схемами передачи являются показанные в вышеприведенных примерах.

То же самое имеет место по отношению к табл. 5. Например, если единственной поддерживаемой схемой MIMO является схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, то управляющая информация "MIMO_MODE" уже не нужна. Кроме того, управляющая информация "MIMO_PATTERN #1" может быть не нужна в случае, например, где не поддерживается схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования. Кроме того, управляющая информация "MIMO_PATTERN #1" может иметь длину в один разряд вместо двух разрядов в случае, например, где необходимо не более одной матрицы предварительного кодирования для схемы MIMO, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования. Кроме того, управляющая информация "MIMO_PATTERN #1" может иметь длину в два разряда или больше в случае, где множество матриц предварительного кодирования являются выбираемыми.

То же самое применяется к "MIMO_PATTERN #2". То есть, управляющая информация "MIMO_PATTERN #2" может иметь длину в один разряд вместо двух разрядов в случае, где доступно не более одной схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. В качестве альтернативы управляющая информация "MIMO_PATTERN #2" может иметь длину в два разряда или больше в случае, где множество схем предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования являются выбираемыми.

В настоящем варианте осуществления описание ориентировано на устройство передачи, имеющее две антенны, но количество антенн не ограничивается двумя. При устройстве передачи, имеющем более двух антенн, управляющая информация может передаваться таким же образом. Еще, чтобы разрешить передачу модулированного сигнала с использованием четырех антенн в дополнение к передаче модулированного сигнала с использованием двух антенн, может иметь место случай, где нужно увеличить количество разрядов, составляющих соответствующие порции управляющей информации. В такой модификации по-прежнему имеет место тот факт, что управляющая информация передается с помощью символа P1 и управляющая информация передается с помощью символов P2, как изложено выше.

Вышеприведенное описание направлено на структуру кадра у групп символов PLP, переданных вещательной станцией в схеме передачи с временным разделением, как показано на фиг. 64.

Фиг. 66 показывает другой пример схемы размещения символов во временной и частотной областях, которая отличается от схемы размещения символов, показанной на фиг. 64. Показанные на фиг. 66 символы принадлежат потоку s1 и s2, и их нужно передать после передачи символа P1, символов P2 и Общего PLP. На фиг. 66 каждый символ, обозначенный "#1", представляет один символ из группы символов в PLP #1, показанном на фиг. 64. Аналогичным образом, каждый символ, обозначенный как "#2", представляет один символ из группы символов в PLP #2, показанном на фиг. 64, каждый символ, обозначенный как "#3", представляет один символ из группы символов в PLP #3, показанном на фиг. 64, и каждый символ, обозначенный как "#4", представляет один символ из группы символов в PLP #4, показанном на фиг. 64. Аналогично фиг. 64, PLP #1 передает данные с использованием системы MIMO с пространственным мультиплексированием, показанной на фиг. 49, или системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования. К тому же PLP #2 передает данные, чтобы посредством этого передать один модулированный сигнал. PLP #3 передает данные с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. PLP #4 передает данные с использованием пространственно-временного блочного кодирования, показанного на фиг. 50. Отметим, что размещение символов, используемое при пространственно-временном блочном кодировании, не ограничивается размещением во временной области. В качестве альтернативы размещение символов может происходить в частотной области или в группах символов, образованных во временной и частотной областях. К тому же пространственно-временное блочное кодирование не ограничивается показанным на фиг. 50.

На фиг. 66, где потоки s1 и s2 содержат символ на одной и той же поднесущей и в одно время, сим-

волы двух потоков присутствуют на одной и той же частоте. В случае, где выполненное предварительное кодирование включает в себя предварительное кодирование в соответствии со схемой для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая описана в других вариантах осуществления, потоки s_1 и s_2 подвергаются взвешиванию, выполняемому с использованием матриц предварительного кодирования, и z_1 и z_2 выводятся из соответствующих антенн.

Фиг. 66 отличается от фиг. 64 следующими моментами. А именно, показанный на фиг. 64 пример является размещением множества PLP с использованием временного разделения, тогда как показанный на фиг. 66 пример является размещением множества PLP с использованием временного разделения и частотного разделения. То есть, например, в момент 1 присутствуют символ в PLP #1 и символ в PLP #2. Аналогичным образом в момент 3 присутствуют символ в PLP #3 и символ в PLP #4. Таким образом, символы PLP, имеющие разные индексы ($\#X$; $X=1, 2, \dots$), могут распределяться на посимвольной основе (для каждого символа, состоящего из одной поднесущей в единицу времени).

Для упрощения фиг. 66 показывает только символы, обозначенные "#1" и "#2" в момент 1. Однако это не является ограничивающим примером, и символы PLP, имеющие любые индексы помимо "#1" и "#2", могут присутствовать в момент 1. К тому же отношение между поднесущими, присутствующими в момент 1, и индексами PLP не ограничивается показанным на фиг. 66. В качестве альтернативы символ PLP, имеющий любой индекс, может распределяться любой поднесущей. Аналогичным образом символ PLP, имеющий любой индекс, может распределяться любой поднесущей в любой момент помимо момента 1.

Фиг. 67 показывает другой пример схемы размещения символов во временной и частотной областях, которая отличается от схемы размещения символов, показанной на фиг. 64. Показанные на фиг. 67 символы принадлежат потоку s_1 и s_2 , и их нужно передать после передачи символа P1, символов P2 и Общего PLP. Отличительным признаком показанного на фиг. 67 примера является то, что "схема передачи для передачи только потока s_1 " не является выбираемой в случае, где передача PLP для кадров T2 осуществляется в основном с помощью множества антенн.

Поэтому передача данных с помощью группы 6701 символов из PLP #1, показанного на фиг. 67, осуществляется с помощью "системы MIMO с пространственным мультиплексированием или схемы MIMO, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования". Передача данных с помощью группы 6702 символов из PLP #2 осуществляется с использованием "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования". Передача данных с помощью группы 6703 символов из PLP #3 осуществляется с помощью "пространственно-временного блочного кодирования". Отметим, что передача данных с помощью группы 6703 символов PLP из PLP #3 и последующих групп символов в кадре T2 осуществляется с использованием одного из "системы MIMO с пространственным мультиплексированием или схемы MIMO, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования", "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования" и "пространственно-временного блочного кодирования".

Фиг. 68 показывает другой пример схемы размещения символов во временной и частотной областях, которая отличается от схемы размещения символов, показанной на фиг. 66. Показанные на фиг. 66 символы принадлежат потоку s_1 и s_2 , и их нужно передать после передачи символа P1, символов P2 и Общего PLP. На фиг. 68 каждый символ, обозначенный "#1", представляет один символ из группы символов в PLP #1, показанном на фиг. 67. Аналогичным образом, каждый символ, обозначенный как "#2", представляет один символ из группы символов в PLP #2, показанном на фиг. 67, каждый символ, обозначенный как "#3", представляет один символ из группы символов в PLP #3, показанном на фиг. 67, и каждый символ, обозначенный как "#4", представляет один символ из группы символов в PLP #4, показанном на фиг. 67. Аналогично фиг. 67, PLP #1 передает данные с использованием системы MIMO с пространственным мультиплексированием, показанной на фиг. 49, или системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования. PLP #2 передает данные с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. PLP #3 передает данные с использованием пространственно-временного блочного кодирования, показанного на фиг. 50. Отметим, что размещение символов, используемое при пространственно-временном блочном кодировании, не ограничивается размещением во временной области. В качестве альтернативы размещение символов может происходить в частотной области или в группах символов, образованных во временной и частотной областях. К тому же пространственно-временное блочное кодирование не ограничивается показанным на фиг. 50.

На фиг. 68, где потоки s_1 и s_2 содержат символ на одной и той же поднесущей и в одно время, символы двух потоков присутствуют на одной и той же частоте. В случае, где выполненное предварительное кодирование включает в себя предварительное кодирование в соответствии со схемой для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая описана в других вариантах осуществления, потоки s_1 и s_2 подвергаются взвешиванию, выполняемому с использованием матриц предварительного кодирования, и z_1 и z_2 выводятся из соответствующих антенн.

Фиг. 68 отличается от фиг. 67 следующими моментами. А именно, показанный на фиг. 67 пример

является размещением множества PLP с использованием временного разделения, тогда как показанный на фиг. 68 пример является размещением множества PLP с использованием временного разделения и частотного разделения. То есть, например, в момент 1 присутствуют символ в PLP #1 и символ в PLP #2. Таким образом, символы PLP, имеющие разные индексы (#X; X=1, 2, ...), могут распределяться на по-символьной основе (для каждого символа, состоящего из одной поднесущей в единицу времени).

Для упрощения фиг. 68 показывает только символы, обозначенные "#1" и "#2" в момент 1. Однако это не является ограничивающим примером, и символы PLP, имеющие любые индексы помимо "#1" и "#2", могут присутствовать в момент 1. К тому же отношение между поднесущими, присутствующими в момент 1, и индексами PLP не ограничивается показанным на фиг. 68. В качестве альтернативы символ PLP, имеющий любой индекс, может распределяться любой поднесущей. Аналогичным образом символ PLP, имеющий любой индекс, может распределяться любой поднесущей в любой момент помимо момента 1. С другой стороны, в качестве альтернативы только один символ PLP может распределяться в определенное время, например, в момент t3. То есть в кадровой схеме размещения символов PLP во временной и частотной областях применимо любое распределение.

Как изложено выше, в кадре T2 не существует никаких PLP, использующих "схему передачи для передачи только потока s1", так что обеспечивается узкий динамический диапазон сигнала, принятого терминалом. В результате достигается полезный результат в том, что увеличивается вероятность отличного качества приема.

Отметим, что описание фиг. 68 проводится с использованием примера, в котором выбранной схемой передачи является одна из "системы MIMO с пространственным мультиплексированием или схемы MIMO, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования", "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования" и "пространственно-временного блочного кодирования". Однако не нужно, чтобы все эти схемы передачи были выбираемыми. Например, следующие сочетания схем передачи можно сделать выбираемыми.

Выбираемыми являются "схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования", "пространственно-временное блочное кодирование" и "схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования".

Выбираемыми являются "схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования" и "пространственно-временное блочное кодирование".

Выбираемыми являются "схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования" и "схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования".

Вышеприведенное описание относится к примеру, в котором кадр T2 включает в себя множество PLP. Нижеследующее описывает пример, в котором кадр T2 включает в себя только один PLP.

Фиг. 69 показывает пример структуры кадра во временной и частотной областях для потока s1 и s2 в случае, где в кадре T2 существует только один PLP. На фиг. 69 обозначение "управляющий символ" представляет символ, например, символ P1, символ P2 или т.п. В показанном на фиг. 69 примере первый кадр T2 передается с использованием интервала 1. Аналогичным образом второй кадр T2 передается с использованием интервала 2, третий кадр T2 передается с использованием интервала 3, и четвертый кадр T2 передается с использованием интервала 4.

В показанном на фиг. 69 примере в первом кадре T2 передается группа 6801 символов для PLP #1-1, и выбранной схемой передачи является "система MIMO с пространственным мультиплексированием или схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования".

Во втором кадре T2 передается группа 6802 символов для PLP #2-1, и выбранной схемой передачи является "схема для передачи одного модулированного сигнала".

В третьем кадре T2 передается группа 6803 символов для PLP #3-1, и выбранной схемой передачи является "схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования".

В четвертом кадре T2 передается группа 6804 символов для PLP #4-1, и выбранной схемой передачи является "пространственно-временное блочное кодирование". Отметим, что размещение символов, используемое при пространственно-временном блочном кодировании, не ограничивается размещением во временной области. В качестве альтернативы размещение символов может происходить в частотной области или в группах символов, образованных во временной и частотной областях. К тому же пространственно-временное блочное кодирование не ограничивается показанным на фиг. 50.

На фиг. 69, где потоки s1 и s2 содержат символ на одной и той же поднесущей и в одно время, символы двух потоков присутствуют на одной и той же частоте. В случае, где выполненное предварительное кодирование включает в себя предварительное кодирование в соответствии со схемой для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая описана в других вариантах осуществления, потоки s1 и s2 подвергаются взвешиванию, выполняемому с использованием матриц предварительного кодирования, и z1 и z2 выводятся из соответствующих антенн.

Вышеупомянутым способом схема передачи может быть задана для каждого PLP с учетом скорости передачи данных и качества приема данных на принимающем терминале, так что достигается увеличе-

ние скорости передачи данных и отличное качество приема. В качестве примерной схемы структурирования управляющей информации управляющая информация, указывающая, например, схему передачи и другую информацию символа P1 и символов P2 (а также Сигнального PLP, где применимо), может конфигурироваться аналогично табл. 3-6. Отличие выглядит следующим образом. В показанной, например, на фиг. 64 структуре кадра один кадр T2 включает в себя множество PLP. Соответственно, для каждого PLP необходимо предоставить управляющую информацию, указывающую схему передачи и т.п. С другой стороны, в показанной, например, на фиг. 69 структуре кадра один кадр T2 включает в себя только один PLP. Соответственно, достаточно предоставить управляющую информацию, указывающую схему передачи и т.п., только для одного PLP.

Хотя вышеприведенное описание ориентировано на схему передачи информации о схеме передачи PLP с использованием символа P1 и символов P2 (и Сигнальных PLP, где применимо), ниже следующее, в частности, описывает схему передачи информации о схеме передачи PLP без использования символов P2.

Фиг. 70 показывает структуру кадра во временной и частотной областях для случая, где терминал находится на принимающей стороне трансляции данных от вещательной станции, поддерживающей стандарт помимо стандарта DVB-T2. На фиг. 70 одинаковые ссылочные номера используются для обозначения блоков, которые работают аналогично блокам, показанным на фиг. 61. Показанный на фиг. 70 кадр состоит из Данных сигнализации P1 (6101), первых Данных сигнализации (7001), вторых Данных сигнализации (7002), Общего PLP (6104) и PLP с #1 по #N (с 6105_1 по 6105_N) (PLP: канал физического уровня). Таким образом, кадр, состоящий из Данных сигнализации P1 (6101), первых Данных сигнализации (7001), вторых Данных сигнализации (7002), Общего PLP (6104) и PLP с #1 по N (с 6105_1 по 6105_N), составляет один блок (единицу) кадра.

С помощью Данных сигнализации P1 (6101) передаются данные, указывающие, что символ предназначен для того, чтобы устройство приема выполнило обнаружение сигнала и синхронизацию частоты (включая оценку ухода частоты). К тому же в этом примере нужно передавать данные, идентифицирующие, поддерживает ли кадр стандарт DVB-T2. Например, с помощью S1, показанного в табл. 3, нужно передавать данные, указывающие, поддерживает ли сигнал стандарт DVB-T2.

С помощью первых Данных сигнализации (7001) может передаваться, например, следующая информация: информация о защитном интервале, используемом в кадре передачи; информация о способе снижения PAPR (Отношение пиковой мощности к средней мощности); информация о схеме модуляции, схеме исправления ошибок, скорости кодирования в схеме исправления ошибок, которые используются при передаче вторых Данных сигнализации; информация о размере вторых Данных сигнализации и о размере информации; информация о шаблоне контрольного сигнала; информация об уникальном номере соты (частотной области); и информация, указывающая, какой из обычного режима и расширенного режима используется. Здесь не нужно, чтобы первые Данные сигнализации (7001) передавали данные, поддерживающие стандарт DVB-T2. С помощью вторых Данных сигнализации (7002) может передаваться, например, следующая информация: информация о количестве PLP; информация об используемой частотной области; информация об уникальном номере каждого PLP; информация о схеме модуляции, схеме исправления ошибок, скорости кодирования в схеме исправления ошибок, которые используются при передаче PLP; и информация о количестве блоков, переданных в каждом PLP.

В показанной на фиг. 70 структуре кадра первые Данные сигнализации (7001), вторые Данные сигнализации (7002), Данные постсигнализации L1 (6103), Общий PLP (6104) и PLP с #1 по #N (с 6105_1 по 6105_N) выглядят передаваемыми с помощью временного разделения. Однако на практике одновременно присутствуют два сигнала или более. Фиг. 71 показывает такой пример. Как показано на фиг. 71, первые Данные сигнализации, вторые Данные сигнализации и Общий PLP могут присутствовать одновременно, и PLP #1 и PLP #2 могут присутствовать одновременно. То есть, сигналы составляют кадр с использованием временного разделения и частотного разделения.

Фиг. 72 показывает пример структуры устройства передачи, полученной путем применения вышеописанных схем постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования к устройству передачи (например, в вещательной станции), которое совместимо со стандартом помимо стандарта DVB-T2. На фиг. 72 одинаковые ссылочные номера используются для обозначения компонентов, которые работают аналогично показанным на фиг. 63, и описание таких компонентов является таким же, как и выше. Блок 6308 формирования управляющего сигнала в качестве ввода принимает данные 7201 передачи для первых и вторых Данных сигнализации и данные 6307 передачи для символа P1. В качестве вывода блок 6308 формирования управляющего сигнала выводит управляющий сигнал 6309, несущий информацию о схеме передачи каждой группы символов, показанной на фиг. 70. (Выведенная здесь информация о схеме передачи включает в себя: кодирование с исправлением ошибок, скорость кодирования в исправлении ошибок, схему модуляции, длину блока, структуру кадра, выбранные схемы передачи, включающие в себя схему передачи, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, схему вставки контрольного символа, информацию о IFFT (Обратное быстрое преобразование Фурье)/FFT и т.п., информацию о способе снижения PAPR и информацию о схеме вставки защитного интервала).

Блок 7202 формирования управляющего сигнала в качестве ввода принимает управляющий сигнал 6309 и данные 7201 передачи для первых и вторых Данных сигнализации. Блок 7202 формирования управляющего сигнала затем выполняет кодирование с исправлением ошибок и отображение на основе схемы модуляции в соответствии с информацией, переносимой в управляющем сигнале 6309 (а именно, информацией об исправлении ошибок в первых и вторых Данных сигнализации, информацией о схеме модуляции), и выводит (квадратурный) основополосный сигнал 7203 первых и вторых Данных сигнализации.

Далее приводится подробное описание структуры кадра у сигнала передачи и схемы передачи управляющей информации (информации, переносимой символом P1 и первыми и вторыми Данными сигнализации), применяемых вещательной станцией (базовой станцией) в случае, где схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования приспособлена к системе, совместимой со стандартом помимо стандарта DVB-T2.

Фиг. 64 показывает пример структуры кадра во временной и частотной областях в случае, где множество PLP передается после передачи символа P1, первых и вторых Данных сигнализации и Общего PLP. На фиг. 64 поток s1 использует поднесущие с #1 по #M в частотной области. Аналогичным образом поток s2 использует поднесущие с #1 по #M в частотной области. Поэтому, когда потоки s1 и s2 содержат символ на одной и той же поднесущей и в одно время, символы двух потоков присутствуют на одной и той же частоте. В случае, где выполненное предварительное кодирование включает в себя предварительное кодирование в соответствии со схемой для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая описана в других вариантах осуществления, потоки s1 и s2 подвергаются взвешиванию, выполняемому с использованием матриц предварительного кодирования, и z1 и z2 выводятся из соответствующих антенн.

Как показано на фиг. 64, в интервале 1 группа 6401 символов из PLP #1 передается с использованием потоков s1 и s2, и передача данных осуществляется с использованием системы MIMO с пространственным мультиплексированием, показанной на фиг. 49, или системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования.

В интервале 2 группа 6402 символов из PLP #2 передается с использованием потока s1, и передача данных осуществляется путем передачи одного модулированного сигнала.

В интервале 3 группа 6403 символов из PLP #3 передается с использованием потоков s1 и s2, и передача данных осуществляется с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования.

В интервале 4 группа 6404 символов из PLP #4 передается с использованием потоков s1 и s2, и передача данных осуществляется с использованием пространственно-временного блочного кодирования, показанного на фиг. 50. Отметим, что размещение символов, используемое при пространственно-временном блочном кодировании, не ограничивается размещением во временной области. В качестве альтернативы размещение символов может происходить в частотной области или в группах символов, образованных во временной и частотной областях. К тому же пространственно-временное блочное кодирование не ограничивается показанным на фиг. 50.

В случае, где вещательная станция передает PLP в структуре кадра, показанной на фиг. 64, устройству приема, принимающему показанный на фиг. 64 сигнал передачи, нужно знать схему передачи, используемую для каждого PLP. Как уже описано выше, необходимо поэтому передавать информацию, указывающую схему передачи для каждого PLP, используя первые и вторые Данные сигнализации. Нижеследующее описывает пример схемы структурирования символа P1, используемой в этом документе, и схемы структурирования первых и вторых Данных сигнализации, используемой в этом документе. Конкретные примеры управляющей информации, переданной с использованием символа P1, показаны в табл. 3. В соответствии со стандартом DVB-T2 управляющая информация S1 (три разряда) дает устройству приема возможность определить, используется ли стандарт DVB-T2, а также определить используемую схему передачи, если используется DVB-T2. Если три разряда устанавливаются в "000", то информация S1 указывает, что переданный модулированный сигнал совместим с "передачей модулированного сигнала, совместимой со стандартом DVB-T2".

Если три разряда устанавливаются в "001", то информация S1 указывает, что переданный модулированный сигнал совместим с "передачей с использованием пространственно-временного блочного кодирования, совместимой со стандартом DVB-T2".

В стандарте DVB-T2 наборы разрядов с "010" по "111" являются "Зарезервированными" для будущего использования. Чтобы адаптировать настоящее изобретение для установления совместимости с DVB-T2, три разряда, составляющие информацию S1, могут устанавливаться в "010" (или в любой набор разрядов помимо "000" и "001") для указания, что переданный модулированный сигнал совместим со стандартом, отличным от DVB-T2. При определении, что принятая информация S1 устанавливается в "010", устройство приема узнает, что переданный от вещательной станции модулированный сигнал совместим со стандартом, отличным от DVB-T2.

Далее приводится описание примеров схемы структурирования первых и вторых Данных сигнализации в случае, где модулированный сигнал, переданный вещательной станцией, совместим со стандар-

том, отличным от DVB-T2. Первый пример управляющей информации для первых и вторых Данных сигнализации является таким, как показан в табл. 4.

Показанная 2-разрядная информация "PLP_MODE" в табл. 4 является управляющей информацией, используемой для указания схемы передачи, используемой для каждого PLP, как показано на фиг. 64 (PLP с #1 по #4 на фиг. 64). То есть, для каждого PLP предоставляется отдельная порция информации "PLP_MODE". То есть, в показанном на фиг. 64 примере PLP_MODE для PLP #1, PLP_MODE для PLP #2, PLP_MODE для PLP #3, PLP_MODE для PLP #4, ... передаются от вещательной станции. Само собой разумеется, путем демодуляции (а также выполнения исправления ошибок) тех порций информации терминал на принимающей стороне получает возможность распознать схему передачи, которую вещательная станция использовала для передачи каждого PLP.

При PLP_MODE, установленном в "00", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с помощью "передачи одного модулированного сигнала". Когда PLP_MODE устанавливается в "01", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с помощью "передачи множества модулированных сигналов, полученных путем пространственно-временного блочного кодирования". Когда PLP_MODE устанавливается в "10", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с использованием "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования". Когда PLP_MODE устанавливается в "11", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с использованием "системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования или системы MIMO с пространственным мультиплексированием".

Отметим, что когда PLP_MODE устанавливается в значения от "01" до "11", терминалу нужно сообщать информацию, указывающую определенную обработку, проводимую вещательной станцией (например, определенную схему переключения, используемую в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, определенную используемую схему пространственно-временного блочного кодирования и используемую структуру матриц предварительного кодирования). Нижеследующее описывает схему структурирования управляющей информации, которая включает в себя такую информацию и отличается от примера, показанного в табл. 4.

Второй пример управляющей информации для первых и вторых Данных сигнализации является таким, как показан в табл. 5.

Как показано в табл. 5, управляющая информация включает в себя "PLP_MODE", который имеет длину в один разряд, "MIMO_MODE", который имеет длину в один разряд, "MIMO_PATTERN #1", который имеет длину в два разряда, и "MIMO_PATTERN #2", который имеет длину в два разряда. Как показано на фиг. 64, эти четыре порции управляющей информации служат для сообщения схемы передачи у соответствующего одного из PLP (PLP с #1 по #4 в показанном на фиг. 64 примере). Таким образом, для каждого PLP предоставляется набор из четырех порций информации. То есть, в показанном на фиг. 64 примере вещательная станция передает набор из информации PLP_MODE, информации MIMO_MODE, информации MIMO_PATTERN #1 и информации MIMO_PATTERN #2 для PLP #1, набор из информации PLP_MODE, информации MIMO_MODE, информации MIMO_PATTERN #1 и информации MIMO_PATTERN #2 для PLP #2, набор из информации PLP_MODE, информации MIMO_MODE, информации MIMO_PATTERN #1 и информации MIMO_PATTERN #2 для PLP #3, набор из информации PLP_MODE, информации MIMO_MODE, информации MIMO_PATTERN #1 и информации MIMO_PATTERN #2 для PLP #4, ... Само собой разумеется, путем демодуляции (а также выполнения исправления ошибок) тех порций информации терминал на принимающей стороне получает возможность распознать схему передачи, которую вещательная станция использовала для передачи каждого PLP.

При PLP_MODE, установленном в "0", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с помощью "передачи одного модулированного сигнала". При PLP_MODE, установленном в "1", передача данных посредством соответствующего PLP осуществляется с помощью "передачи множества модулированных сигналов, полученных путем пространственно-временного блочного кодирования", "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования", "системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования или системы MIMO с пространственным мультиплексированием" или "системы MIMO с пространственным мультиплексированием".

При "PLP_MODE", установленном в "1", информация "MIMO_MODE" становится эффективной. При "MIMO_MODE", установленном в "0", передача данных осуществляется с помощью схемы, отличной от "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования". С другой стороны, при "MIMO_MODE", установленном в "1", передача данных осуществляется с помощью "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования".

При "PLP_MODE", установленном в "1", и "MIMO_MODE", установленном в "0", информация "MIMO_PATTERN #1" становится эффективной. При "MIMO_PATTERN #1", установленном в "00", передача данных осуществляется с использованием пространственно-временного блочного кодирования.

При "MIMO_PATTERN", установленном в "01", передача данных осуществляется с использованием схемы предварительного кодирования, в которой взвешивание выполняется с использованием фиксированной матрицы #1 предварительного кодирования. При "MIMO_PATTERN", установленном в "10", передача данных осуществляется с использованием схемы предварительного кодирования, в которой взвешивание выполняется с использованием фиксированной матрицы #2 предварительного кодирования (отметим, что матрица #1 предварительного кодирования и матрица #2 предварительного кодирования взаимно отличаются). Когда "MIMO_PATTERN" устанавливается в "11", передача данных осуществляется с использованием системы MIMO с пространственным мультиплексированием (естественно, можно сделать вывод, что здесь выбирается Схема 1, показанная на фиг. 49).

При "PLP_MODE", установленном в "1", и "MIMO_MODE", установленном в "1", информация "MIMO_PATTERN #2" становится эффективной. При "MIMO_PATTERN #2", установленном в "00", передача данных осуществляется с использованием схемы #1 переключения матрицы предварительного кодирования, в соответствии с которой постоянно переключаются матрицы предварительного кодирования. При "MIMO_PATTERN #2", установленном в "01", передача данных осуществляется с использованием схемы #2 переключения матрицы предварительного кодирования, в соответствии с которой постоянно переключаются матрицы предварительного кодирования. При "MIMO_PATTERN #3", установленном в "10", передача данных осуществляется с использованием схемы #2 переключения матрицы предварительного кодирования, в соответствии с которой постоянно переключаются матрицы предварительного кодирования. При "MIMO_PATTERN #4", установленном в "11", передача данных осуществляется с использованием схемы #2 переключения матрицы предварительного кодирования, в соответствии с которой постоянно переключаются матрицы предварительного кодирования. Отметим, что схемы переключения матриц предварительного кодирования с #1 по #4 взаимно отличаются. Здесь, чтобы задать отличающуюся схему, предполагается, что #A и #B являются взаимно разными схемами. Тогда одно из следующего является верным.

Матрицы предварительного кодирования, используемые в #A, включают в себя такие же матрицы, используемые в #B, но периоды (циклы) матриц отличаются.

Матрицы предварительного кодирования, используемые в #A, включают в себя матрицы предварительного кодирования, не используемые в #B.

Ни одна из матриц предварительного кодирования, используемых в #A, не используется в #B.

В вышеприведенном описании управляющая информация, показанная в табл. 4 и 5, передается с помощью первых и вторых Данных сигнализации. В этом случае достигается преимущество в виде устранения необходимости специально использовать PLP для передачи управляющей информации.

Как описано выше, настоящий вариант осуществления разрешает выбор схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования наряду с использованием схемы с несколькими несущими, например, схемы OFDM, и наряду с предоставлением возможности отличать стандарт помимо DVB-T2 от стандарта DVB-T2. Это дает преимущества в виде получения высокого качества приема, а также высокой скорости передачи в среде LOS. В настоящем варианте осуществления схемами передачи, которые можно назначить группе несущих, являются "система MIMO с пространственным мультиплексированием, схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или схема передачи для передачи только потока s1", однако схемы передачи этим не ограничиваются. Кроме того, схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, ограничивается схемой #2 на фиг. 49, так как приемлемая любая структура с фиксированной матрицей предварительного кодирования.

Кроме того, вышеприведенное описание ориентировано на схему, в которой схемами, выбираемыми вещательной станцией, являются "система MIMO с пространственным мультиплексированием, схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или схема передачи для передачи только потока s1". Однако не нужно, чтобы все схемы передачи были выбираемыми. Также возможен любой из следующих примеров.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование и схема передачи для передачи только потока s1.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования и пространственно-временное блочное кодирование.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования и схема передачи для передачи только потока s1.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO для постоян-

ного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование и схема передачи для передачи только потока s1.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования, и схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования и пространственно-временное блочное кодирование.

Схема передачи, в которой любая из следующих является выбираемой: схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования и схема передачи для передачи только потока s1.

Как перечислено выше, при условии, что схема MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования включается как выбираемая схема, в среде LOS получают полезные результаты в виде высокоскоростной передачи данных, в дополнение к отличному качеству приема для устройства приема.

Здесь необходимо задать управляющую информацию S1 в символах P1, как описано выше. К тому же в качестве первых и вторых Данных сигнализации управляющая информация может задаваться от-лично от схемы (схемы для задания схемы передачи каждого PLP), показанной в табл. 4. Табл. 6 показывает один пример такой схемы.

Табл. 6 отличается от табл. 4 в том, что "PLP_MODE", установленный в "11", является "Зарезервированным". Таким образом, количество разрядов, составляющих "PLP_MODE", показанный в табл. 4 и 6, можно увеличивать или уменьшать в зависимости от количества выбираемых схем передачи PLP, которое меняется как в перечисленных выше примерах.

То же самое имеет место по отношению к табл. 5. Например, если единственной поддерживаемой схемой MIMO является схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, то управляющая информация "MIMO_MODE" уже не нужна. Кроме того, управляющая информация "MIMO_PATTERN #1" может быть не нужна в случае, например, где не поддерживается схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования. Кроме того, управляющая информация "MIMO_PATTERN #1" не обязательно может иметь длину в два разряда, и в качестве альтернативы может иметь длину в один разряд в случае, например, где необходимо не более одной матрицы предварительного кодирования для такой схемы MIMO, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования.

Кроме того, управляющая информация "MIMO_PATTERN #1" может иметь длину в два разряда или больше в случае, где множество матриц предварительного кодирования являются выбираемыми.

То же самое применяется к "MIMO_PATTERN #2". То есть управляющая информация "MIMO_PATTERN #2" может иметь длину в один разряд вместо двух разрядов в случае, где доступно не более одной схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. В качестве альтернативы управляющая информация "MIMO_PATTERN #2" может иметь длину в два разряда или больше в случае, где множество схем предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования являются выбираемыми.

В настоящем варианте осуществления описание ориентировано на устройство передачи, имеющее две антенны, но количество антенн не ограничивается двумя. При устройстве передачи, имеющем более двух антенн, управляющая информация может передаваться таким же образом. Еще, чтобы разрешить передачу модулированного сигнала с использованием четырех антенн в дополнение к передаче модулированного сигнала с использованием двух антенн, может потребоваться увеличить количество разрядов, составляющих соответствующие порции управляющей информации. В такой модификации по-прежнему имеет место тот факт, что управляющая информация передается с помощью символа P1 и управляющая информация передается с помощью первых и вторых Данных сигнализации, как изложено выше.

Вышеприведенное описание направлено на структуру кадра у групп символов PLP, переданных вещательной станцией в схеме передачи с временным разделением, как показано на фиг. 64.

Фиг. 66 показывает другой пример схемы размещения символов во временной и частотной областях, которая отличается от схемы размещения символов, показанной на фиг. 64. Показанные на фиг. 66 символы принадлежат потоку s1 и s2, и их нужно передать после передачи символа P1, первых и вторых Данных сигнализации и Общего PLP.

На фиг. 66 каждый символ, обозначенный "#1", представляет один символ из группы символов в PLP #1, показанном на фиг. 67. Аналогичным образом, каждый символ, обозначенный как "#2", представляет один символ из группы символов в PLP #2, показанном на фиг. 64, каждый символ, обозначенный как "#3", представляет один символ из группы символов в PLP #3, показанном на фиг. 64, и каждый символ, обозначенный как "#4", представляет один символ из группы символов в PLP #4, показанном на фиг. 64. Аналогично фиг. 64, PLP #1 передает данные с использованием системы MIMO с пространственным мультиплексированием, показанной на фиг. 49, или системы MIMO с фиксированной матрицей

предварительного кодирования. К тому же PLP #2 передает данные, чтобы посредством этого передать один модулированный сигнал. PLP #3 передает данные с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. PLP #4 передает данные с использованием пространственно-временного блочного кодирования, показанного на фиг. 50. Отметим, что размещение символов, используемое при пространственно-временном блочном кодировании, не ограничивается размещением во временной области. В качестве альтернативы размещение символов может происходить в частотной области или в группах символов, образованных во временной и частотной областях. К тому же пространственно-временное блочное кодирование не ограничивается показанным на фиг. 50.

На фиг. 66, где потоки s_1 и s_2 содержат символ на одной и той же поднесущей и в одно время, символы двух потоков присутствуют на одной и той же частоте. В случае, где выполненное предварительное кодирование включает в себя предварительное кодирование в соответствии со схемой для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая описана в других вариантах осуществления, потоки s_1 и s_2 подвергаются взвешиванию, выполняемому с использованием матриц предварительного кодирования, и z_1 и z_2 выводятся из соответствующих антенн.

Фиг. 66 отличается от фиг. 64 следующими моментами. А именно, показанный на фиг. 64 пример является размещением множества PLP с использованием временного разделения, тогда как показанный на фиг. 66 пример является размещением множества PLP с использованием временного разделения и частотного разделения. То есть, например, в момент 1 присутствуют символ в PLP #1 и символ в PLP #2. Аналогичным образом в момент 3 присутствуют символ в PLP #3 и символ в PLP #4. Таким образом, символы PLP, имеющие разные индексы ($\#X$; $X=1, 2, \dots$), могут распределяться на посимвольной основе (для каждого символа, состоящего из одной поднесущей в единицу времени).

Для упрощения фиг. 66 показывает только символы, обозначенные "#1" и "#2" в момент 1. Однако это не является ограничивающим примером, и символы PLP, имеющие любые индексы помимо "#1" и "#2", могут присутствовать в момент 1. К тому же отношение между поднесущими, присутствующими в момент 1, и индексами PLP не ограничивается показанным на фиг. 66. В качестве альтернативы символ PLP, имеющий любой индекс, может распределяться любой поднесущей. Аналогичным образом символ PLP, имеющий любой индекс, может распределяться любой поднесущей в любой момент помимо момента 1.

Фиг. 67 показывает другой пример схемы размещения символов во временной и частотной областях, которая отличается от схемы размещения символов, показанной на фиг. 64. Показанные на фиг. 67 символы принадлежат потоку s_1 и s_2 , и их нужно передать после передачи символа P_1 , первых и вторых Данных сигнализации и Общего PLP. Отличительным признаком показанного на фиг. 67 примера является то, что "схема передачи для передачи только потока s_1 " не является выбираемой в случае, где передача PLP для кадров T2 осуществляется в основном с помощью множества антенн.

Поэтому передача данных с помощью группы 6701 символов из PLP #1, показанного на фиг. 67, осуществляется с помощью "системы MIMO с пространственным мультиплексированием или схемы MIMO, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования". Передача данных с помощью группы 6702 символов из PLP #2 осуществляется с использованием "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования". Передача данных с помощью группы 6703 символов из PLP #3 осуществляется с помощью "пространственно-временного блочного кодирования". Отметим, что передача данных с помощью группы 6703 символов PLP из PLP #3 и последующих групп символов в единичном кадре осуществляется с использованием одного из "системы MIMO с пространственным мультиплексированием или схемы MIMO, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования", "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования" и "пространственно-временного блочного кодирования".

Фиг. 68 показывает другой пример схемы размещения символов во временной и частотной областях, которая отличается от схемы размещения символов, показанной на фиг. 66. Показанные на фиг. 68 символы принадлежат потоку s_1 и s_2 , и их нужно передать после передачи символа P_1 , первых и вторых Данных сигнализации и Общего PLP.

На фиг. 68 каждый символ, обозначенный "#1", представляет один символ из группы символов в PLP #1, показанном на фиг. 67. Аналогичным образом, каждый символ, обозначенный как "#2", представляет один символ из группы символов в PLP #2, показанном на фиг. 67, каждый символ, обозначенный как "#3", представляет один символ из группы символов в PLP #3, показанном на фиг. 67, и каждый символ, обозначенный как "#4", представляет один символ из группы символов в PLP #4, показанном на фиг. 67. Аналогично фиг. 67, PLP #1 передает данные с использованием системы MIMO с пространственным мультиплексированием, показанной на фиг. 49, или системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования. PLP #2 передает данные с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. PLP #3 передает данные с использованием пространственно-временного блочного кодирования, показанного на фиг. 50. Отметим, что размещение символов, используемое при пространственно-временном блочном

кодировании, не ограничивается размещением во временной области. В качестве альтернативы размещение символов может происходить в частотной области или в группах символов, образованных во временной и частотной областях. К тому же пространственно-временное блочное кодирование не ограничивается показанным на фиг. 50.

На фиг. 68, где потоки s_1 и s_2 содержат символ на одной и той же поднесущей и в одно время, символы двух потоков присутствуют на одной и той же частоте. В случае, где выполненное предварительное кодирование включает в себя предварительное кодирование в соответствии со схемой для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая описана в других вариантах осуществления, потоки s_1 и s_2 подвергаются взвешиванию, выполняемому с использованием матриц предварительного кодирования, и z_1 и z_2 выводятся из соответствующих антенн.

Фиг. 68 отличается от фиг. 67 следующими моментами. А именно, показанный на фиг. 67 пример является размещением множества PLP с использованием временного разделения, тогда как показанный на фиг. 68 пример является размещением множества PLP с использованием временного разделения и частотного разделения. То есть, например, в момент 1 присутствуют символ в PLP #1 и символ в PLP #2. Таким образом, символы PLP, имеющие разные индексы ($\#X$; $X=1, 2, \dots$), могут распределяться на по-символьной основе (для каждого символа, состоящего из одной поднесущей в единицу времени).

Для упрощения фиг. 68 показывает только символы, обозначенные "#1" и "#2" в момент 1. Однако это не является ограничивающим примером, и символы PLP, имеющие любые индексы помимо "#1" и "#2", могут присутствовать в момент 1. К тому же отношение между поднесущими, присутствующими в момент 1, и индексами PLP не ограничивается показанным на фиг. 68. В качестве альтернативы символ PLP, имеющий любой индекс, может распределяться любой поднесущей. Аналогичным образом символ PLP, имеющий любой индекс, может распределяться любой поднесущей в любой момент помимо момента 1. С другой стороны, в качестве альтернативы только один символ PLP может распределяться в определенное время, например в момент t_3 . То есть в кадровой схеме размещения символов PLP во временной и частотной областях применимо любое распределение.

Как изложено выше, в единичном кадре не существует никаких PLP, использующих "схему передачи для передачи только потока s_1 ", так что обеспечивается узкий динамический диапазон сигнала, принятого терминалом. В результате достигается полезный результат в том, что увеличивается вероятность отличного качества приема.

Отметим, что описание фиг. 68 проводится с использованием примера, в котором выбранной схемой передачи является одна из "системы MIMO с пространственным мультиплексированием или схемы MIMO, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования", "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования" и "пространственно-временного блочного кодирования". Однако не нужно, чтобы все эти схемы передачи были выбираемыми. Например, следующие сочетания схем передачи можно сделать выбираемыми.

Выбираемыми являются "схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования", "пространственно-временное блочное кодирование" и "схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования".

Выбираемыми являются "схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования" и "пространственно-временное блочное кодирование".

Выбираемыми являются "схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования" и "схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования".

Вышеприведенное описание относится к примеру, в котором единичный кадр включает в себя множество PLP. Нижеследующее описывает пример, в котором единичный кадр включает в себя только один PLP.

Фиг. 69 показывает пример структуры кадра во временной и частотной областях для потока s_1 и s_2 в случае, где в единичном кадре существует только один PLP.

На фиг. 69 обозначение "управляющий символ" представляет символ, например символ P_1 , первые и вторые Данные сигнализации или т.п. В показанном на фиг. 69 примере первый единичный кадр передается с использованием интервала 1. Аналогичным образом второй единичный кадр передается с использованием интервала 2, третий единичный кадр передается с использованием интервала 3, и четвертый единичный кадр передается с использованием интервала 4.

В показанном на фиг. 69 примере в первом единичном кадре передается группа 6801 символов для PLP #1-1, и выбранной схемой передачи является "система MIMO с пространственным мультиплексированием или схема MIMO, использующая фиксированную матрицу предварительного кодирования".

Во втором единичном кадре передается группа 6802 символов для PLP #2-1, и выбранной схемой передачи является "схема для передачи одного модулированного сигнала".

В третьем единичном кадре передается группа 6803 символов для PLP #3-1, и выбранной схемой передачи является "схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования".

В четвертом единичном кадре передается группа 6804 символов для PLP #4-1, и выбранной схемой

передачи является "пространственно-временное блочное кодирование". Отметим, что размещение символов, используемое при пространственно-временном блочном кодировании, не ограничивается размещением во временной области. В качестве альтернативы символы могут размещаться в частотной области или в группах символов, образованных во временной и частотной областях. К тому же пространственно-временное блочное кодирование не ограничивается показанным на фиг. 50.

На фиг. 69, где потоки s_1 и s_2 содержат символ на одной и той же поднесущей и в одно время, символы двух потоков присутствуют на одной и той же частоте. В случае, где выполненное предварительное кодирование включает в себя предварительное кодирование в соответствии со схемой для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая описана в других вариантах осуществления, потоки s_1 и s_2 подвергаются взвешиванию, выполняемому с использованием матриц предварительного кодирования, и z_1 и z_2 выводятся из соответствующих антенн.

Вышеупомянутым способом схема передачи может быть задана для каждого PLP с учетом скорости передачи данных и качества приема данных на принимающем терминале, так что достигается увеличение скорости передачи данных и отличное качество приема. В качестве примерной схемы структурирования управляющей информации управляющая информация, указывающая, например, схему передачи и другую информацию символа P1 и первых и вторых Данных сигнализации, может конфигурироваться аналогично табл. 3-6. Отличие выглядит следующим образом. В показанной, например, на фиг. 64 структуре кадра один единичный кадр включает в себя множество PLP. Соответственно, для каждого PLP необходимо предоставить управляющую информацию, указывающую схему передачи и т.п. С другой стороны, в показанной, например, на фиг. 69 структуре кадра один единичный кадр включает в себя только один PLP. Соответственно, достаточно предоставить управляющую информацию, указывающую схему передачи и т.п., только для одного PLP.

Настоящий вариант осуществления описал, как схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования применяется к системе, совместимой со стандартом DVB. Варианты осуществления с 1 по 16 описали примеры схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. Однако схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничивается схемами, описанными в Вариантах осуществления с 1 по 16. Настоящий вариант осуществления может быть таким же образом реализован путем использования схемы, содержащей этапы (i) подготовки множества матриц предварительного кодирования, (ii) выбора из подготовленного множества матриц предварительного кодирования одной матрицы предварительного кодирования для каждого временного интервала, и (iii) выполнения предварительного кодирования наряду с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, которые нужно использовать для каждого временного интервала.

Хотя управляющая информация имеет уникальные названия в настоящем варианте осуществления, названия управляющей информации не влияют на настоящее изобретение.

Вариант A2 осуществления.

Настоящий вариант осуществления предоставляет подробные описания схемы приема и структуры устройства приема, используемые в случае, где схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется к системе связи, совместимой со стандартом DVB-T2, которая описывается в Варианте A1 осуществления.

Фиг. 73 в качестве примера показывает структуру устройства приема в терминале, используемую в случае, где устройство передачи в вещательной станции, показанное на фиг. 63, выбрало схему постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. На фиг. 73 элементы, которые работают таким же образом, как на фиг. 7 и 56, имеют такие же ссылочные номера.

Ссылаясь на фиг. 73, блок 7301 обнаружения символа P1/демодуляции выполняет обнаружение сигнала и частотно-временную синхронизацию путем приема сигнала, переданного вещательной станцией, и обнаружения символа P1 на основе входных данных, а именно сигналов 704_X и 704_Y, которые подвергнуты обработке сигналов. Блок 7301 обнаружения символа P1/демодуляции также получает управляющую информацию, включенную в символ P1 (путем применения демодуляции и декодирования с исправлением ошибок), и выводит управляющую информацию 7302 символа P1. Управляющая информация 7302 символа P1 вводится в относящиеся к OFDM процессоры 5600_X и 5600_Y. На основе введенной информации относящиеся к OFDM процессоры 5600_X и 5600_Y меняют схему обработки сигналов на схему OFDM (причина в том, как описано в Варианте A1 осуществления, что символ P1 включает в себя информацию о схеме для передачи сигнала, переданного вещательной станцией).

Сигналы 704_X и 704_Y, которые подвергнуты обработке сигналов, а также управляющая информация 7302 символа P1 вводятся в блок 7303 демодуляции символа P2 (отметим, что символ P2 может включать в себя Сигнальный PLP). Блок 7303 демодуляции символа P2 выполняет обработку сигналов и демодуляцию (включая декодирование с исправлением ошибок) на основе управляющей информации символа P1 и выводит управляющую информацию 7304 символа P2.

Управляющая информация 7302 символа P1 и управляющая информация 7304 символа P2 вводятся в блок 7305 формирования управляющего сигнала. Блок 7305 формирования управляющего сигнала создает набор порций управляющей информации (относящейся к операциям приема) и выводит его в виде

управляющего сигнала 7306. Как проиллюстрировано на фиг. 73, управляющий сигнал 7306 вводится в каждый блок.

Блок 711 обработки сигналов принимает в качестве входных данных сигналы 706_1, 706_2, 708_1, 708_2, 704_X, 704_Y и управляющий сигнал 7306. На основе включенной в управляющий сигнал 7306 информации о схеме передачи, схеме модуляции, схеме кодирования с исправлением ошибок, скорости кодирования для кодирования с исправлением ошибок, размере блока у кодов исправления ошибок и т.п., используемых для передачи каждого PLP, блок 711 обработки сигналов выполняет демодуляционную обработку и декодирующую обработку и выводит принятые данные 712.

Здесь блок 711 обработки сигналов может выполнять демодуляционную обработку с использованием Уравнения 41 из Математического выражения 41 и уравнения 143 из Математического выражения 153 в случае, где для передачи каждого PLP используется любая из следующих схем передачи: система MIMO с пространственным мультиплексированием; схема MIMO, применяющая фиксированную матрицу предварительного кодирования; и схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. Отметим, что матрицу (H) канала можно получить из результирующих выводов от блоков оценки колебания канала (705_1, 705_2, 707_1 и 707_2). Структура матрицы у матрицы предварительного кодирования (F или W) отличается в зависимости от фактически используемой схемы передачи. В особенности, когда используется схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, матрицы предварительного кодирования, которые нужно использовать, переключаются между собой, и каждый раз выполняется демодуляция. Также, когда используется пространственно-временное блочное кодирование, демодуляция выполняется с использованием значений, полученных из оценки канала и принятого (основополосного) сигнала.

Фиг. 74 в качестве примера показывает структуру устройства приема в терминале, используемую в случае, где устройство передачи в вещательной станции, показанное на фиг. 72, выбрало схему постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. На фиг. 74 элементы, которые работают таким же образом, как на фиг. 7, 56 и 73, имеют такие же ссылочные номера.

Показанное на фиг. 74 устройство приема и показанное на фиг. 73 устройство приема отличаются тем, что показанное на фиг. 73 устройство приема может получать данные путем приема сигналов, соответствующих стандарту DVB-T2, и сигналов, соответствующих стандартам помимо стандарта DVB-T2, тогда как показанное на фиг. 74 устройство приема может получать данные путем приема только сигналов, соответствующих стандартам помимо стандарта DVB-T2. Ссылаясь на фиг. 74, блок 7301 обнаружения символа P1/демодуляции выполняет обнаружение сигнала и частотно-временную синхронизацию путем приема сигнала, переданного вещательной станцией, и обнаружения символа P1 на основе входных данных, а именно сигналов 704_X и 704_Y, которые подвергнуты обработке сигналов. Блок 7301 обнаружения символа P1/демодуляции также получает управляющую информацию, включенную в символ P1 (путем применения демодуляции и декодирования с исправлением ошибок), и выводит управляющую информацию 7302 символа P1. Управляющая информация 7302 символа P1 вводится в относящиеся к OFDM процессоры 5600_X и 5600_Y. На основе введенной информации относящиеся к OFDM процессоры 5600_X и 5600_Y меняют схему обработки сигналов на схему OFDM. (Причина в том, как описано в Варианте A1 осуществления, что символ P1 включает в себя информацию о схеме для передачи сигнала, переданного вещательной станцией).

Сигналы 704_X и 704_Y, которые подвергнуты обработке сигналов, а также управляющая информация 7302 символа P1 вводятся в блок 7401 демодуляции первых/вторых данных сигнализации. Блок 7401 демодуляции первых/вторых данных сигнализации выполняет обработку сигналов и демодуляцию (включая декодирование с исправлением ошибок) на основе управляющей информации символа P1 и выводит управляющую информацию 7402 первых/вторых данных сигнализации.

Управляющая информация 7302 символа P1 и управляющая информация 7402 первых/вторых данных сигнализации вводятся в блок 7305 формирования управляющего сигнала. Блок 7305 формирования управляющего сигнала создает набор порций управляющей информации (относящейся к операциям приема) и выводит его в виде управляющего сигнала 7306. Как проиллюстрировано на фиг. 74, управляющий сигнал 7306 вводится в каждый блок.

Блок 711 обработки сигналов принимает в качестве входных данных сигналы 706_1, 706_2, 708_1, 708_2, 704_X, 704_Y и управляющий сигнал 7306. На основе включенной в управляющий сигнал 7306 информации о схеме передачи, схеме модуляции, схеме кодирования с исправлением ошибок, скорости кодирования для кодирования с исправлением ошибок, размере блока у кодов исправления ошибок и т.п., используемых для передачи каждого PLP, блок 711 обработки сигналов выполняет демодуляционную обработку и декодирующую обработку и выводит принятые данные 712.

Здесь блок 711 обработки сигналов может выполнять демодуляционную обработку с использованием Уравнения 41 из Математического выражения 41 и Уравнения 143 из Математического выражения 153 в случае, где для передачи каждого PLP используется любая из следующих схем передачи: система MIMO с пространственным мультиплексированием; схема MIMO, применяющая фиксированную матрицу предварительного кодирования; и схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования.

ем между матрицами предварительного кодирования. Отметим, что матрицу (H) канала можно получить из результирующих выводов от блоков оценки колебания канала (705_1, 705_2, 707_1 и 707_2). Структура матрицы у матрицы предварительного кодирования (F или W) отличается в зависимости от фактически используемой схемы передачи. В особенности, когда используется схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, матрицы предварительного кодирования, которые нужно использовать, переключаются между собой, и каждый раз выполняется демодуляция. Также, когда используется пространственно-временное блочное кодирование, демодуляция выполняется с использованием значений, полученных из оценки канала и принятого (основополосного) сигнала.

Фиг. 75 показывает структуру устройства приема в терминале, совместимом со стандартом DVB-T2 и стандартами помимо стандарта DVB-T2. На фиг. 75 элементы, которые работают таким же образом, как на фиг. 7, 56 и 73, имеют такие же ссылочные номера.

Показанное на фиг. 75 устройство приема отличается от показанных на фиг. 73 и 74 устройств приема тем, что показанное на фиг. 75 устройство приема содержит блок 7501 демодуляции символа P2 или первых/вторых данных сигнализации, чтобы иметь возможность демодулировать сигналы, совместимые со стандартом DVB-T2, и сигналы, совместимые со стандартами помимо стандарта DVB-T2.

Сигналы 704_X и 704_Y, которые подвергнуты обработке сигналов, а также управляющая информация 7302 символа P1 вводится в блок 7501 демодуляции символа P2 или первых/вторых данных сигнализации. На основе управляющей информации символа P1 блок 7501 демодуляции символа P2 или первых/вторых данных сигнализации оценивает, совместим ли принятый сигнал со стандартом DVB-T2 или стандартом помимо стандарта DVB-T2 (эта оценка может выполняться с использованием, например, табл. 3), выполняет обработку сигналов и демодуляцию (включая декодирование с исправлением ошибок) и выводит управляющую информацию 7502, которая включает в себя информацию, указывающую стандарт, с которым совместим принятый сигнал. Другие операции аналогичны фиг. 73 и 74.

Как изложено выше, структура устройства приема, описанная в настоящем варианте осуществления, делает возможным получение данных с высоким качеством приема путем приема сигнала, переданного устройством передачи в вещательной станции, которая описана в Варианте A1 осуществления, и выполнения подходящей обработки сигналов. В особенности при приеме сигнала, ассоциированного со схемой предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, можно повысить эффективность передачи данных и качество приема данных в среде LOS.

Так как настоящий вариант осуществления описал структуру устройства приема, которая соответствует схеме передачи, используемой вещательной станцией, описанной в Варианте A1 осуществления, в настоящем варианте осуществления устройство приема снабжается двумя приемными антеннами. Однако количество антенн, предусмотренных в устройстве приема, не ограничивается двумя. Настоящий вариант осуществления может быть реализован таким же образом, когда устройство приема снабжается тремя или более антеннами. В этом случае качество приема данных можно повысить благодаря увеличению выигрыша от разнесения. Кроме того, когда устройство передачи в вещательной станции снабжается тремя или более передающими антеннами и передает три или более модулированных сигнала, настоящий вариант осуществления может быть реализован таким же образом путем увеличения количества приемных антенн, предусмотренных в устройстве приема в терминале. В этом случае предпочтительно, чтобы схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования использовалась в качестве схемы передачи.

Отметим, что Варианты осуществления с 1 по 16 описали примеры схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования.

Однако схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничивается схемами, описанными в Вариантах осуществления с 1 по 16. Настоящий вариант осуществления может быть таким же образом реализован путем использования схемы, содержащей этапы (i) подготовки множества матриц предварительного кодирования, (ii) выбора из подготовленного множества матриц предварительного кодирования одной матрицы предварительного кодирования для каждого временного интервала, и (iii) выполнения предварительного кодирования наряду с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, которые нужно использовать для каждого временного интервала.

Вариант A3 осуществления.

В системе, описанной в Варианте A1 осуществления, где схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования применяется к стандарту DVB-T2, имеется управляющая информация для указания шаблона вставки контрольного сигнала в предсигнализации L1. Настоящий вариант осуществления описывает, как применять схему предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, когда изменяется шаблон вставки контрольного сигнала в предсигнализации L1.

Фиг. 76A, 76B, 77A и 77B показывают примеры структуры кадра, представленной в частотно-временной области для стандарта DVB-T2 в случае, где множество модулированных сигналов передается

из множества антенн с использованием одинаковой ширины полосы частот. На каждой из фиг. 76А-77В горизонтальная ось представляет частоту, и вдоль нее показаны номера несущих, тогда как вертикальная ось представляет время. Фиг. 76А и 77А показывают структуру кадра для модулированного сигнала $z1$ в отношении вариантов осуществления, которые описаны до настоящего времени. Фиг. 76В и 77В показывают структуру кадра для модулированного сигнала $z2$ в отношении вариантов осуществления, которые описаны до настоящего времени. Индексы " $f_0, f_1, f_2, \dots$ " назначаются в качестве номеров несущих, а индексы " $t_1, t_2, t_3, \dots$ " назначаются в качестве времени. На фиг. 76А-77В символы, которым назначаются одинаковый номер несущей и одинаковое время, находятся одновременно на одной и той же частоте.

Фиг. 76А-77В показывают примеры положений, в которые вставляются контрольные символы в соответствии со стандартом DVB-T2 (когда множество модулированных сигналов передается с использованием множества антенн в соответствии с DVB-T2, существует восемь схем касательно положений, в которые вставляются контрольные сигналы; фиг. 76А-77В показывают две из таких схем). Фиг. 76А-77В показывают два типа символов, а именно символы в качестве контрольных сигналов и символы для передачи данных ("символы передачи данных"). Как описано в других вариантах осуществления, когда используется схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования или схема предварительного кодирования, применяющая фиксированную матрицу предварительного кодирования, символы передачи данных в модулированном сигнале $z1$ получаются в результате выполнения взвешивания над потоками $s1$ и $s2$, и символы передачи данных в модулированном сигнале $z2$ получаются в результате выполнения взвешивания над потоками $s1$ и $s2$. Когда используется пространственно-временное блочное кодирование или система ММО с пространственным мультиплексированием, символы передачи данных в модулированном сигнале $z1$ предназначены либо для потока $s1$, либо для потока $s2$, и символы передачи данных в модулированном сигнале $z2$ предназначены либо для потока $s1$, либо для потока $s2$.

На фиг. 76А-77В символам в качестве контрольных сигналов назначается индекс "PP1" или "PP2". Контрольный символ с индексом "PP1" и контрольный символ с индексом "PP2" структурируются с использованием разных схем. Как упоминалось раньше, в соответствии со стандартом DVB-T2 вещательная станция может объявить одну из восьми схем вставки контрольного сигнала (которые отличаются друг от друга частотой вставки контрольных символов в кадр). Фиг. 76А-77В показывают две из восьми схем вставки контрольного сигнала. Информация об одной из восьми схем вставки контрольного сигнала, выбранной вещательной станцией, передается адресату передачи (терминалу) в качестве Данных предсигнализации L1 в символах P2, которые описаны в варианте А1 осуществления.

Далее приводится описание того, как применять схему предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования совместно со схемой вставки контрольного сигнала. В качестве примера здесь предполагается, что 10 разных типов матриц F предварительного кодирования готовятся для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, и эти 10 разных типов матриц F предварительного кодирования выражаются как $F[0], F[1], F[2], F[3], F[4], F[5], F[6], F[7], F[8]$ и $F[9]$. Фиг. 78А и 78В показывают результат распределения матриц предварительного кодирования в структуре кадра, представленной в частотно-временных областях, показанных на фиг. 76А и 76В, когда применяется схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. Фиг. 79А и 79В показывают результат распределения матриц предварительного кодирования в структуре кадра, представленной в частотно-временных областях, показанных на фиг. 77А и 77В, когда применяется схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. Например, в структуре кадра для модулированного сигнала $z1$, показанной на фиг. 78А, и структуре кадра для модулированного сигнала $z2$, показанной на фиг. 78В, символ на несущей $f1$ и в момент $t1$ показывает "#1". Это означает, что над этим символом выполняется предварительное кодирование с использованием матрицы $F[1]$ предварительного кодирования. Также на фиг. 78А-79В символ на несущей f_x и в момент t_y , показывающий "#Z", обозначает, что над этим символом выполняется предварительное кодирование с использованием матрицы $F[Z]$ предварительного кодирования (здесь $x=0, 1, 2, \dots$, и $y=1, 2, 3, \dots$).

Естественно, следует принять во внимание, что разные схемы для вставки контрольных символов (разные интервалы вставки) используются для структуры кадра, представленной в частотно-временной области, показанной на фиг. 78А и 78В, и структуры кадра, представленной в частотно-временной области, показанной на фиг. 79А и 79В. Кроме того, схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами кодирования не применяется к контрольным символам. По этой причине, даже если все сигналы, показанные на фиг. 78А-79В, подвергаются одной и той же схеме предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования в течение некоторого периода (цикла) (то есть, одно и то же количество разных матриц предварительного кодирования готовится для этой схемы, примененной ко всем сигналам, показанным на фиг. 78А-79В), то матрица предварительного кодирования, распределенная символу на некоторой несущей и в некоторый момент на фиг. 78А и 78В, может отличаться от матрицы предварительного кодирования, распределенной соответствующему символу на фиг. 79А и 79В. Это очевидно из фиг. 78А-79В. Например, на фиг.

78A и 78B символ на несущей f5 и в момент t2 показывает "#7", означая, что предварительное кодирование выполняется с использованием матрицы F[7] предварительного кодирования. С другой стороны, на фиг. 79A и 79B символ на несущей f5 и в момент t2 показывает "#8", означая, что предварительное кодирование выполняется с использованием матрицы F[8] предварительного кодирования.

Поэтому вещательная станция передает управляющую информацию, указывающую шаблон контрольного сигнала (схему вставки контрольного сигнала), используя Данные предсигнализации L1. Отметим, что когда вещательная станция выбрала схему предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования в качестве схемы для передачи каждого PLP на основе управляющей информации, показанной в табл. 4 или 5, управляющая информация, указывающая шаблон контрольного сигнала (схему вставки контрольного сигнала), дополнительно может указывать схему для распределения матриц предварительного кодирования (в дальнейшем "схема распределения матриц предварительного кодирования"), подготовленных для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. Поэтому устройство приема в терминале, которое принимает модулированные сигналы, переданные вещательной станцией, может подтвердить схему распределения матриц предварительного кодирования, используемую в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, путем получения управляющей информации, указывающей шаблон контрольного сигнала, который включается в Данные предсигнализации L1 (при допущении, что вещательная станция выбрала схему предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования в качестве схемы для передачи каждого PLP на основе управляющей информации, показанной в табл. 4 или 5). Хотя описание настоящего варианта осуществления приведено со ссылкой на Данные предсигнализации L1, в случае показанной на фиг. 70 структуры кадра, где не существует символа P2, управляющая информация, указывающая шаблон контрольного сигнала и схему распределения матриц предварительного кодирования, используемую в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, включается в первые данные сигнализации и вторые данные сигнализации. Нижеследующее описывает другой пример. Например, вышеприведенное описание также верно в случае, где матрицы предварительного кодирования, используемые в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, определяются одновременно с указанием схемы модуляции, как показано в табл. 2. В этом случае с помощью передачи из символов P2 только порций управляющей информации, указывающих шаблон контрольного сигнала, схему для передачи каждого PLP и схему модуляции, устройство приема в терминале посредством получения этих порций управляющей информации может оценить схему распределения матриц предварительного кодирования, используемую в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования (отметим, что распределение выполняется в частотно-временной области). Предположим случай, где матрицы предварительного кодирования, используемые в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, определяются одновременно с указанием схемы модуляции и схемы кодирования с исправлением ошибок, как показано в табл. 1B. В этом случае также с помощью передачи из символов P2 только порций управляющей информации, указывающих шаблон контрольного сигнала, схему для передачи каждого PLP и схему модуляции, а также схему кодирования с исправлением ошибок, устройство приема в терминале посредством получения этих порций информации может оценить схему распределения матриц предварительного кодирования, используемую в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования (отметим, что распределение выполняется в частотно-временной области).

Однако, в отличие от случаев в табл. 1B и 2, схема переключения матрицы предварительного кодирования, используемая в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, передается, как указано табл. 5, в любой из следующих ситуаций с (i) по (iii):

(i) когда может выбираться одна из двух или более разных схем постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, даже если определяется схема модуляции (примеры таких двух или более разных схем включают в себя: схемы предварительного кодирования, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования за разные периоды (циклы); и схемы предварительного кодирования, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования, где матрицы предварительного кодирования, используемые в одной схеме, отличаются от используемых в другой схеме;

(ii) когда может выбираться одна из двух или более разных схем постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, даже если определяется схема модуляции и схема исправления ошибок; и

(iii) когда может выбираться одна из двух или более разных схем постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, даже если определяется схема исправления ошибок.

В любой из этих ситуаций с (i) по (iii) допустимо передавать информацию о схеме распределения

матриц предварительного кодирования, используемой в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, в дополнение к схеме переключения матрицы предварительного кодирования, используемой в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования (отметим, что распределение выполняется в частотно-временной области).

Табл. 7 показывает пример структуры управляющей информации для информации о схеме распределения матриц предварительного кодирования, используемой в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования (отметим, что распределение выполняется в частотно-временной области).

Таблица 7

MATRIX_FRAME_ARRANGEMENT (2 разряда)	00: Схема #1 распределения матриц предварительного кодирования в кадрах
	01: Схема #2 распределения матриц предварительного кодирования в кадрах
	10: Схема #3 распределения матриц предварительного кодирования в кадрах
	11: Схема #4 распределения матриц предварительного кодирования в кадрах
	предварительного кодирования в кадрах

В качестве примера предположим случай, где устройство передачи в вещательной станции выбрало шаблон вставки контрольного сигнала, показанный на фиг. 76А и 76В, и выбрало схему А в качестве схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. В этом случае устройство передачи в вещательной станции может выбрать либо схему распределения матриц предварительного кодирования, показанную на фиг. 78А и 78В, либо схему распределения матриц предварительного кодирования, показанную на фиг. 80А и 80В (отметим, что распределение выполняется в частотно-временной области). Например, когда устройство передачи в вещательной станции выбрало схему распределения матриц предварительного кодирования, показанную на фиг. 78А и 78В, "MATRIX_FRAME_ARRANGEMENT" в табл. 7 устанавливается в "00". С другой стороны, когда устройство передачи выбрало схему распределения матриц предварительного кодирования, показанную на фиг. 80А и 80В, "MATRIX_FRAME_ARRANGEMENT" в табл. 7 устанавливается в "01". Тогда устройство приема в терминале может подтвердить схему распределения матриц предварительного кодирования путем получения показанной в табл. 7 управляющей информации (отметим, что распределение выполняется в частотно-временной области). Отметим, что управляющая информация, показанная в табл. 7, может передаваться с использованием символов Р2 или с использованием первых данных сигнализации и вторых данных сигнализации.

Как изложено выше, путем реализации схемы распределения матриц предварительного кодирования, используемой в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, на основе схемы вставки контрольного сигнала и путем надлежащей передачи к адресату передачи (терминалу) информации, указывающей схему распределения матриц предварительного кодирования, устройство приема в терминале может достичь полезного результата в виде повышения эффективности передачи данных и качества приема данных.

Настоящий вариант осуществления описал случай, где вещательная станция передает два сигнала. Однако настоящий вариант осуществления может быть реализован таким же образом, когда устройство передачи в вещательной станции снабжается тремя или более передающими антеннами и передает три или более модулированных сигнала. Варианты осуществления с 1 по 16 описали примеры схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. Однако схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничивается схемами, описанными в Вариантах осуществления с 1 по 16. Настоящий вариант осуществления может быть таким же образом реализован путем использования схемы, содержащей этапы (i) подготовки множества матриц предварительного кодирования, (ii) выбора из подготовленного множества матриц предварительного кодирования одной матрицы предварительного кодирования для каждого временного интервала, и (iii) выполнения предварительного кодирования наряду с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, которые нужно использовать для каждого временного интервала.

Вариант А4 осуществления.

В настоящем варианте осуществления приводится описание схемы повторения, используемой в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, чтобы повысить качество приема данных.

Фиг. 3, 4, 13, 40 и 53 показывают структуру устройства передачи, применяющего схему предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. С другой стороны, настоящий вариант осуществления описывает примеры, где повторение используется в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования.

Фиг. 81 показывает пример структуры блока обработки сигналов в отношении случая, где повторение используется в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. С учетом фиг. 53 структура фиг. 81 соответствует блоку 5308 обработки сигналов.

Основополосный сигнал 8101_1, показанный на фиг. 81, соответствует основополосному сигналу 5307_1, показанному на фиг. 53. Основополосный сигнал 8101_1 получается в результате отображения и составляет поток s1. Также основополосный сигнал 8101_2, показанный на фиг. 81, соответствует основополосному сигналу 5307_2, показанному на фиг. 53. Основополосный сигнал 8101_2 получается в результате отображения и составляет поток s2.

Основополосный сигнал 8101_1 и управляющий сигнал 8104 вводятся в блок 8102_1 обработки сигналов (дублирующий блок). Блок 8102_1 обработки сигналов (дублирующий блок) формирует копии основополосного сигнала в соответствии с информацией о количестве повторений, включенной в управляющий сигнал 8104. Например, в случае, где информация о количестве повторений, включенная в управляющий сигнал 8104, указывает четыре повторения, если основополосный сигнал 8101_1 включает в себя сигналы s11, s12, s13, s14, ..., размещенные в установленном порядке на оси времени, то блок 8102_1 обработки сигналов (дублирующий блок) формирует копию каждого сигнала четыре раза и выводит результирующие копии. То есть, после четырех повторений блок 8102_1 обработки сигналов (дублирующий блок) выводит в качестве основополосного сигнала 8103_1 четыре порции s11 (то есть, s11, s11, s11, s11), четыре порции s12 (то есть, s12, s12, s12, s12), четыре порции s13 (то есть, s13, s13, s13, s13), четыре порции s14 (то есть, s14, s14, s14, s14) и так далее, в установленном порядке на оси времени.

Основополосный сигнал 8101_2 и управляющий сигнал 8104 вводятся в блок 8102_2 обработки сигналов (дублирующий блок). Блок 8102_2 обработки сигналов (дублирующий блок) формирует копии основополосного сигнала в соответствии с информацией о количестве повторений, включенной в управляющий сигнал 8104. Например, в случае, где информация о количестве повторений, включенная в управляющий сигнал 8104, указывает четыре повторения, если основополосный сигнал 8101_2 включает в себя сигналы s21, s22, s23, s24, ..., размещенные в установленном порядке на оси времени, то блок 8102_2 обработки сигналов (дублирующий блок) формирует копию каждого сигнала четыре раза и выводит результирующие копии. То есть, после четырех повторений блок 8102_2 обработки сигналов (дублирующий блок) выводит в качестве основополосного сигнала 8103_2 четыре порции s21 (то есть, s21, s21, s21, s21), четыре порции s22 (то есть, s22, s22, s22, s22), четыре порции s23 (то есть, s23, s23, s23, s23), четыре порции s24 (то есть, s24, s24, s24, s24) и так далее, в установленном порядке на оси времени.

Основополосные сигналы 8103_1 и 8103_2, полученные в результате повторений, а также управляющий сигнал 8104 вводятся во взвешивающий блок 8105 (функциональный блок предварительного кодирования). Взвешивающий блок 8105 (функциональный блок предварительного кодирования) выполняет предварительное кодирование на основе информации о схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, которая включается в управляющий сигнал 8104. Точнее говоря, взвешивающий блок 8105 (функциональный блок предварительного кодирования) выполняет взвешивание над основополосными сигналами 8103_1 и 8103_2, полученными в результате повторений, и выводит основополосные сигналы 8106_1 и 8106_2, над которыми выполнено предварительное кодирование (здесь основополосные сигналы 8106_1 и 8106_2 соответственно выражаются как $z1(i)$ и $z2(i)$, где i представляет порядок (по времени или частоте)).

При условии, что основополосными сигналами 8103_1 и 8103_2, полученными в результате повторений, соответственно являются $y1(i)$ и $y2(i)$, а матрицей предварительного кодирования является $F(i)$, существует следующая взаимосвязь.

Математическое выражение 561. Уравнение 475

$$\begin{pmatrix} z1(i) \\ z2(i) \end{pmatrix} = F(i) \begin{pmatrix} y1(i) \\ y2(i) \end{pmatrix}$$

При условии, что N матрицами предварительного кодирования, подготовленными для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, являются $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$, ..., $F[N-1]$ (где N - целое число, больше либо равное двум), одна из матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$, ..., $F[N-1]$ предварительного кодирования используется в качестве $F(i)$ в уравнении 475.

В качестве примера предположим, что $i=0, 1, 2, 3$; $y1(i)$ представляет четыре дублированных осно-

вополосных сигнала $s11, s11, s11, s11$; и $y2(i)$ представляет четыре дублированных основополосных сигнала $s21, s21, s21, s21$. При этом допущении важно, чтобы выполнялось следующее условие.

Математическое выражение 562.

Для $\forall \alpha \forall \beta$ существует взаимосвязь $F(\alpha) \neq F(\beta)$ (для $\alpha, \beta = 0, 1, 2, 3$ и $\alpha \neq \beta$).

Нижеследующее описание выводится путем обобщения вышеописанного. Предположим, что количество повторений равно K ; $i = g_0, g_1, g_2, \dots, g_{K-1}$ (то есть g_j , где j - целое число в диапазоне от 0 до $K-1$); и $y1(i)$ представляет $s11$. При этом допущении важно, чтобы выполнялось следующее условие.

Математическое выражение 563.

Для $\forall \alpha \forall \beta$ существует взаимосвязь $F(\alpha) \neq F(\beta)$ (для $\alpha, \beta = g_j$ (причем j - целое число в диапазоне от 0 до $K-1$) и $\alpha \neq \beta$).

Также предположим, что количество повторений равно K ; $i = h_0, h_1, h_2, \dots, h_{K-1}$ (то есть h_j , где j - целое число в диапазоне от 0 до $K-1$); и $y2(i)$ представляет $s21$. При этом допущении важно, чтобы выполнялось следующее условие.

Математическое выражение 564.

Для $\forall \alpha \forall \beta$ существует взаимосвязь $F(\alpha) \neq F(\beta)$ (для $\alpha, \beta = h_j$ (причем j - целое число в диапазоне от 0 до $K-1$) и $\alpha \neq \beta$).

Здесь может существовать или отсутствовать взаимосвязь $g_j = h_j$. Таким образом одинаковые потоки, сформированные посредством повторений, передаются наряду с использованием для них разных матриц предварительного кодирования, и соответственно достигается полезный результат в виде повышения качества приема данных.

Настоящий вариант осуществления описал случай, где вещательная станция передает два сигнала. Однако настоящий вариант осуществления может быть реализован таким же образом, когда устройство передачи в вещательной станции снабжается тремя или более передающими антеннами и передает три или более модулированных сигнала. Предположим, что количество переданных сигналов равно Q ; количество повторений равно K ; $i = g_0, g_1, g_2, \dots, g_{K-1}$ (то есть g_j , где j - целое число в диапазоне от 0 до $K-1$); и $y1(i)$ представляет $sb1$ (где b - целое число в диапазоне от 1 до Q). При этом допущении важно, чтобы выполнялось следующее условие.

Математическое выражение 565.

Для $\forall \alpha \forall \beta$ существует взаимосвязь $F(\alpha) \neq F(\beta)$ (для $\alpha, \beta = g_j$ (причем j - целое число в диапазоне от 0 до $K-1$) и $\alpha \neq \beta$).

Отметим, что $F(i)$ является матрицей предварительного кодирования, относящейся к случаю, где количество переданных сигналов равно Q .

Далее вариант осуществления, отличный от проиллюстрированного на фиг. 81 варианта осуществления, описывается со ссылкой на фиг. 82. На фиг. 82 элементы, которые работают таким же образом, как на фиг. 81, имеют такие же ссылочные номера. Показанная на фиг. 82 структура отличается от показанной на фиг. 81 структуры в том, что порции данных переупорядочиваются для того, чтобы передавать одинаковые порции данных из разных антенн.

Основополосный сигнал 8101_1, показанный на фиг. 82, соответствует основополосному сигналу 5307_1, показанному на фиг. 53. Основополосный сигнал 8101_1 получается в результате отображения и составляет поток $s1$. Аналогичным образом основополосный сигнал 810_2, показанный на фиг. 81, соответствует основополосному сигналу 5307_2, показанному на фиг. 53. Основополосный сигнал 8101_2 получается в результате отображения и составляет поток $s2$.

Основополосный сигнал 8101_1 и управляющий сигнал 8104 вводятся в блок 8102_1 обработки сигналов (дублирующий блок). Блок 8102_1 обработки сигналов (дублирующий блок) формирует копии основополосного сигнала в соответствии с информацией о количестве повторений, включенной в управляющий сигнал 8104. Например, в случае, где информация о количестве повторений, включенная в управляющий сигнал 8104, указывает четыре повторения, если основополосный сигнал 8101_1 включает в себя сигналы $s11, s12, s13, s14, \dots$, размещенные в установленном порядке на оси времени, то блок 8102_1 обработки сигналов (дублирующий блок) формирует копию каждого сигнала четыре раза и выводит результирующие копии. То есть, после четырех повторений блок 8102_1 обработки сигналов (дублирующий блок) выводит в качестве основополосного сигнала 8103_1 четыре порции $s11$ (то есть, $s11, s11, s11, s11$), четыре порции $s12$ (то есть, $s12, s12, s12, s12$), четыре порции $s13$ (то есть, $s13, s13, s13, s13$), четыре порции $s14$ (то есть, $s14, s14, s14, s14$) и так далее, в установленном порядке на оси времени.

Основополосный сигнал 8101_2 и управляющий сигнал 8104 вводятся в блок 8102_2 обработки сигналов (дублирующий блок). Блок 8102_2 обработки сигналов (дублирующий блок) формирует копии основополосного сигнала в соответствии с информацией о количестве повторений, включенной в управляющий сигнал 8104. Например, в случае, где информация о количестве повторений, включенная в управляющий сигнал 8104, указывает четыре повторения, если основополосный сигнал 8101_2 включает в себя сигналы $s21, s22, s23, s24, \dots$, размещенные в установленном порядке на оси времени, то блок 8102_2 обработки сигналов (дублирующий блок) формирует копию каждого сигнала четыре раза и выводит результирующие копии. То есть, после четырех повторений блок 8102_2 обработки сигналов (дуб-

лирующий блок) выводит в качестве основополосного сигнала 8103_2 четыре порции s_{21} (то есть, s_{21} , s_{21} , s_{21} , s_{21}), четыре порции s_{22} (то есть, s_{22} , s_{22} , s_{22} , s_{22}), четыре порции s_{23} (то есть, s_{23} , s_{23} , s_{23} , s_{23}), четыре порции s_{24} (то есть, s_{24} , s_{24} , s_{24} , s_{24}) и так далее, в установленном порядке на оси времени.

Основополосные сигналы 8103_1 и 8103_2, полученные в результате повторений, а также управляющий сигнал 8104 вводятся в блок 8201 переупорядочения. Блок 8201 переупорядочения переупорядочивает порции данных в соответствии с информацией о схеме повторения, включенной в управляющий сигнал 8104, и выводит основополосные сигналы 8202_1 и 8202_2, полученные в результате переупорядочения. Например, предположим, что основополосный сигнал 8103_1, полученный в результате повторений, состоит из четырех порций s_{11} (s_{11} , s_{11} , s_{11} , s_{11}), размещенных на оси времени, а основополосный сигнал 8103_2, полученный в результате повторений, состоит из четырех порций s_{21} (s_{21} , s_{21} , s_{21} , s_{21}), размещенных на оси времени. На фиг. 82 s_{11} выводится в качестве $y_1(i)$ и $y_2(i)$ в Уравнении 475, и s_{21} аналогичным образом выводится в качестве $y_1(i)$ и $y_2(i)$ в Уравнении 475. Также переупорядочение, аналогичное переупорядочению, выполненному над s_{11} , выполняется над s_{12} , s_{13} , ..., и переупорядочение, аналогичное переупорядочению, выполненному над s_{21} , выполняется над s_{22} , s_{23} , ... Поэтому основополосный сигнал 8202_1, полученный в результате переупорядочения, включает в себя s_{11} , s_{21} , s_{11} , s_{21} , s_{12} , s_{22} , s_{12} , s_{22} , s_{13} , s_{23} , s_{13} , s_{23} , ..., размещенные в установленном порядке, которые эквивалентны $y_1(i)$ в Уравнении 475. Хотя порции s_{11} и s_{21} размещаются в порядке s_{11} , s_{21} , s_{11} и s_{21} в вышеприведенном описании, порции s_{11} и s_{21} не ограничиваются размещением таким образом, а могут располагаться в любом порядке. Аналогичным образом порции s_{12} и s_{22} , а также порции s_{13} и s_{23} могут располагаться в любом порядке. Основополосный сигнал 8202_2, полученный в результате переупорядочения, включает в себя s_{21} , s_{11} , s_{21} , s_{11} , s_{22} , s_{12} , s_{22} , s_{12} , s_{23} , s_{13} , s_{23} , s_{13} , ... в установленном порядке, которые эквивалентны $y_2(i)$ в Уравнении 475. Хотя порции s_{11} и s_{21} размещаются в порядке s_{21} , s_{11} , s_{21} и s_{11} в вышеприведенном описании, порции s_{11} и s_{21} не ограничиваются размещением таким образом, а могут располагаться в любом порядке. Аналогичным образом порции s_{12} и s_{22} , а также порции s_{13} и s_{23} могут располагаться в любом порядке.

Основополосные сигналы 8202_1 и 8202_2, полученные в результате переупорядочения, а также управляющий сигнал 8104 вводятся во взвешивающий блок 8105 (функциональный блок предварительного кодирования). Взвешивающий блок 8105 (функциональный блок предварительного кодирования) выполняет предварительное кодирование на основе информации о схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, которая включается в управляющий сигнал 8104. Точнее говоря, взвешивающий блок 8105 (функциональный блок предварительного кодирования) выполняет взвешивание над основополосными сигналами 8202_1 и 8202_2, полученными в результате переупорядочения, и выводит основополосные сигналы 8106_1 и 8106_2, над которыми выполнено предварительное кодирование (здесь основополосные сигналы 8106_1 и 8106_2 соответственно выражаются как $z_1(i)$ и $z_2(i)$, где i представляет порядок (по времени или частоте)).

Как описано раньше, при допущении, что основополосными сигналами 8202_1 и 8202_2, полученными в результате переупорядочения, соответственно являются $y_1(i)$ и $y_2(i)$, а матрицей предварительного кодирования является $F(i)$, выполняется взаимосвязь в Уравнении 475.

При условии, что N матрицами предварительного кодирования, подготовленными для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, являются $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$, ..., $F[N-1]$ (где N - целое число, больше либо равное двум), одна из матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$, ..., $F[N-1]$ предварительного кодирования используется в качестве $F(i)$ в Уравнении 475.

Хотя выше описано, что выполняются четыре повторения, количество повторений не ограничивается четырьмя. Как и в случае показанной на фиг. 81 структуры, показанная на фиг. 82 структура также добивается высокого качества приема, когда соблюдаются взаимосвязи, определенные в Математических выражениях с 304 по 307.

Структура устройства приема иллюстрируется на фиг. 7 и 56. Пользуясь преимуществом исполнения взаимосвязей, определенных в Уравнении 144 и Уравнении 475, блок обработки сигналов демодулирует разряды, переданные каждым из s_{11} , s_{12} , s_{13} , s_{14} , ..., и разряды, переданные каждым из s_{21} , s_{22} , s_{23} , s_{24} , ... Отметим, что каждый разряд может вычисляться как логарифмическое отношение правдоподобия или как значение жесткого решения. Кроме того, пользуясь преимуществом того, что K повторений выполняются над s_{11} , можно получить очень надежные оценочные значения для разрядов, переданных с помощью s_{11} . Также, пользуясь преимуществом того, что K повторений выполняются над s_{12} , s_{13} , ... и над s_{21} , s_{22} , s_{23} , ..., можно получить очень надежные оценочные значения для разрядов, переданных с помощью s_{12} , s_{13} , ... и с помощью s_{21} , s_{22} , s_{23} , ...

Настоящий вариант осуществления описал схему для применения схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования в случае, где выполняются повторения. Когда существует два типа временных интервалов, то есть временные интервалы, за которые данные передаются после выполнения повторений, и временные интервалы, за которые данные передаются без выполнения повторений, любая из схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования или схемы предварительного ко-

дирования, применяющей фиксированную матрицу предварительного кодирования, может использоваться в качестве схемы передачи для временных интервалов, за которые данные передаются без выполнения повторений. Иными словами, чтобы устройство приема добилося высокого качества приема данных, важно, чтобы схема передачи, относящаяся к настоящему варианту осуществления, использовалась для временных интервалов, за которые данные передаются после выполнения повторений.

В системах, ассоциированных со стандартом DVB, которые описаны в Вариантах осуществления с A1 по A3, необходимо обеспечить более высокое качество приема для символов P2, первых данных сигнализации и вторых данных сигнализации, чем для PLP. Когда символы P2, первые данные сигнализации и вторые данные сигнализации передаются с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в настоящем варианте осуществления, которая включает в себя повторения, повышается качество приема управляющей информации в устройстве приема. Это важно для устойчивой работы системы.

Варианты осуществления с 1 по 16 предоставили примеры схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в настоящем варианте осуществления. Однако схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничивается схемами, описанными в Вариантах осуществления с 1 по 16. Настоящий вариант осуществления может быть таким же образом реализован путем использования схемы, содержащей этапы (i) подготовки множества матриц предварительного кодирования, (ii) выбора из подготовленного множества матриц предварительного кодирования одной матрицы предварительного кодирования для каждого временного интервала, и (iii) выполнения предварительного кодирования наряду с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования для каждого временного интервала.

Вариант A5 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему для передачи модулированных сигналов путем применения общего усиления к схеме передачи, описанной в Варианте A1 осуществления.

Фиг. 83 показывает пример структуры устройства передачи. На фиг. 83 элементы, которые работают таким же образом, как на фиг. 52, имеют такие же ссылочные номера.

Блоки формирования модулированного сигнала с #1 по #M (то есть, с 5201_1 по 5201_M), показанные на фиг. 83, формируют сигналы 6323_1 и 6323_2 из входных сигналов (входных данных), причем сигналы 6323_1 и 6323_2 подвергаются обработке для символа P1 и показаны на фиг. 63 или 72. Блоки формирования модулированного сигнала с #1 по #M выводят модулированные сигналы z1 (с 5202_1 по 5202_M) и модулированные сигналы z2 (с 5203_1 по 5203_M).

Модулированные сигналы z1 (с 5202_1 по 5202_M) вводятся в блок 8301_1 радиообработки, показанный на фиг. 83. Блок 8301_1 радиообработки выполняет обработку сигналов (например, преобразование частоты) и усиление и выводит модулированный сигнал 8302_1. После этого модулированный сигнал 8302_1 выводится из антенны 8303_1 в виде радиоволны.

Аналогичным образом модулированные сигналы z2 (с 5203_1 по 5203_M) вводятся в блок 8301_2 радиообработки. Блок 8301_2 радиообработки выполняет обработку сигналов (например, преобразование частоты) и усиление и выводит модулированный сигнал 8302_2. После этого модулированный сигнал 8302_2 выводится из антенны 8303_2 в виде радиоволны.

Как изложено выше, допустимо использовать схему передачи, описанную в Варианте A1 осуществления, наряду с выполнением одновременного преобразования частоты и усиления над модулированными сигналами, имеющими разную ширину полосы частот.

Вариант B1 осуществления.

Нижеследующее описывает структурный пример применения схем передачи и схем приема, показанных в вышеописанных вариантах осуществления, и систему, использующую это применение.

Фиг. 84 показывает пример структуры системы, которая включает в себя устройства, реализующие схемы передачи и схемы приема, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления. Схема передачи и схема приема, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления, реализуются в цифровой вещательной системе 8400, которая показана на фиг. 84 и включает в себя вещательную станцию и ряд устройств приема, например, телевизор 8411, устройство 8412 записи DVD, телевизионную приставку 8413 (STB), компьютер 8420, встроенный в автомобиль телевизор 8441 и мобильный телефон 8430. В частности, вещательная станция 8401 передает мультиплексированные данные, в которых видеоданные, звуковые данные и т.п. мультиплексируются с использованием схем передачи в вышеупомянутых вариантах осуществления, по заранее установленному вещательному диапазону.

Антенна (например, антенны 8560 и 8440), внутренняя для каждого устройства приема или представленная внешним образом и подключенная к устройству приема, принимает сигнал, переданный от вещательной станции 8401. Каждое устройство приема получает мультиплексированные данные с использованием схем приема в вышеупомянутых вариантах осуществления, чтобы демодулировать принятый антенной сигнал. Таким образом, цифровая вещательная система 8400 получает полезные результаты настоящего изобретения, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления. Видеоданные, включенные в мультиплексированные данные, кодированы по способу кодирования кинофильма, со-

вместимому с неким стандартом, например, MPEG-2 (Экспертная группа по движущимся изображениям), Улучшенное кодирование видеосигнала (AVC) в MPEG-4, VC-1 или т.п. Звуковые данные, включенные в мультимплексированные данные, кодированы по способу кодирования звука, совместимому с неким стандартом, например, Dolby Audio Coding (AC)-3, Dolby Digital Plus, Meridian Lossless Packing (MLP), Digital Theater Systems (DTS), DTS-HD, линейная импульсно-кодовая модуляция (PCM) или т.п. Фиг. 85 - схематичный чертеж, иллюстрирующий типовую структуру устройства 8500 приема для выполнения схем приема, описанных в вышеупомянутых вариантах осуществления. Как проиллюстрировано на фиг. 85, в одной типовой структуре устройство 8500 приема может состоять из модемной части, реализованной на одиночной LSI (или одиночном наборе микросхем), и кодирующей части, реализованной на другой одиночной LSI (или другом одиночном наборе микросхем). Устройство 8500 приема, показанное на фиг. 85, соответствует компоненту, который включается, например, в телевизор 8411, устройство 8412 записи DVD, STB 8413, компьютер 8420, встроенный в автомобиль телевизор 8441, мобильный телефон 8430 или т.п., проиллюстрированные на фиг. 84. Устройство 8500 приема включает в себя блок 8501 настройки для преобразования высокочастотного сигнала, принятого антенной 8560, в основополосный сигнал и блок 8502 демодуляции для демодуляции мультимплексированных данных из полученного основополосного сигнала путем преобразования частоты. Схемы приема, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления, реализуются в блоке 8502 демодуляции, соответственно получая полезные результаты настоящего изобретения, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления.

Устройство 8500 приема включает в себя блок 8520 ввода/вывода потока, блок 8504 обработки сигналов, блок 8506 вывода звука и дисплей 8507. Блок 8520 ввода/вывода потока демультимплексирует видеоданные и звуковые данные из мультимплексированных данных, полученных блоком 8502 демодуляции. Блок 8504 обработки сигналов декодирует демультимплексированные видеоданные в видеосигнал, используя подходящий способ декодирования изображений, и декодирует демультимплексированные звуковые данные в звуковой сигнал, используя подходящую схему декодирования звука. Блок 8506 вывода звука, например, динамик, создает звуковой вывод в соответствии с декодированным звуковым сигналом. Дисплей 8507, например, монитор, создает видеовывод в соответствии с декодированным видеосигналом.

Например, пользователь может воздействовать на ПДУ 8550, чтобы выбрать канал (ТВ-программу или звуковую передачу), так что информация, указывающая выбранный канал, передается блоку 8510 ввода операции. В ответ устройство 8500 приема из сигналов, принятых с помощью антенны 8560, демодулирует сигнал, перенесенный по выбранному каналу, и применяет декодирование с исправлением ошибок, так что извлекаются данные приема. В то же время устройство 8500 приема принимает управляющие символы, включенные в соответствующий выбранному каналу сигнал и содержащие информацию, указывающую схему передачи сигнала (схему передачи, схему модуляции, схему исправления ошибок и т.п. в вышеупомянутых вариантах осуществления), в точности, как описано в Вариантах осуществления с A1 по A4 и как показано на фиг. 5 и 41. С помощью этой информации устройство 8500 приема получает возможность произвести подходящую настройку для операций приема, схемы демодуляции, схемы декодирования с исправлением ошибок и т.п., чтобы надлежащим образом принимать данные, включенные в символы данных, переданные от вещательной станции (базовой станции). Хотя вышеприведенное описание ориентировано на пример, в котором пользователь выбирает канал с использованием ПДУ 8550, такое же описание применяется к примеру, в котором пользователь выбирает канал с использованием кнопки выбора, предусмотренной на устройстве 8500 приема.

С помощью вышеприведенной структуры пользователь может смотреть вещательную программу, которую устройство 8500 приема принимает с помощью схем приема, описанных в вышеупомянутых вариантах осуществления.

Устройство 8500 приема в соответствии с этим вариантом осуществления может дополнительно включать в себя блок 8508 записи (привод) для записи различных данных на носитель записи, например, магнитный диск, оптический диск или энергонезависимое полупроводниковое запоминающее устройство. Примеры данных, которые записываются блоком 8508 записи, включают в себя данные, содержащиеся в мультимплексированных данных, которые получают в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок посредством блока 8502 демодуляции, данные, эквивалентные таким данным (например, данные, полученные путем сжатия данных), и данные, полученные путем обработки киноизображений и/или звука. (Здесь отметим, что может иметь место случай, где никакого декодирования с исправлением ошибок не применяется к сигналу, полученному в результате демодуляции посредством блока 8502 демодуляции, и где устройство 8500 приема проводит дополнительную обработку сигналов после декодирования с исправлением ошибок. То же самое имеет место в нижеследующем описании, где появляется аналогичная формулировка). Отметим, что используемый в этом документе термин "оптический диск" относится к носителю записи, например, Цифровому многофункциональному диску (DVD) или BD (диск Blu-ray), который читается и записывается с использованием лазерного луча. Кроме того, используемый в этом документе термин "магнитный диск" относится к носителю записи, например, дискете (FD, зарегистрированный товарный знак) или жесткому диску, который записывается путем намаг-

ничивания магнитного вещества с помощью магнитного потока. Более того, термин "энергонезависимое полупроводниковое запоминающее устройство" относится к носителю записи, например, флэш-памяти или сегнетоэлектрическому оперативному запоминающему устройству, состоящему из полупроводникового элемента (элементов). Конкретные примеры энергонезависимого полупроводникового запоминающего устройства включают в себя карту SD, использующую флэш-память, и твердотельный накопитель (SSD). Естественно, следует принять во внимание, что определенные типы носителей записи, упомянутые в этом документе, являются всего лишь примерами, и могут использоваться любые другие типы носителей записи. С помощью вышеупомянутой структуры пользователь может записывать вещательную программу, которую устройство 8500 приема принимает с помощью любой из схем приема, описанных в вышеупомянутых вариантах осуществления, и отложенный просмотр записанной вещательной программы возможен в любое время после трансляции. В вышеприведенном описании устройства 8500 приема блок 8508 записи записывает мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. Однако блок 8508 записи может записать часть данных, извлеченных из данных, содержащихся в мультимплексированных данных. Например, мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, могут содержать контент от услуги широковещательной передачи данных в дополнение к видеоданным и звуковым данным. В этом случае новые мультимплексированные данные могут формироваться путем мультимплексирования видеоданных и звуковых данных без контента от услуги широковещательной передачи, извлеченных из мультимплексированных данных, демодулированных блоком 8502 демодуляции, и блок 8508 записи может записать вновь сформированные мультимплексированные данные. В качестве альтернативы новые мультимплексированные данные могут формироваться путем мультимплексирования любых из видеоданных и звуковых данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, и блок 8508 записи может записать вновь сформированные мультимплексированные данные. Блок 8508 записи также может записать контент от услуги широковещательной передачи данных, включенный в мультимплексированные данные, как описано выше.

Устройство 8500 приема, описанное в этом варианте осуществления, может включаться в телевизор, устройство записи (например, устройство записи DVD, устройство записи Blu-ray, устройство записи с HDD, устройство записи SD-карт или т.п.) или мобильный телефон. В таком случае мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, могут содержать данные для исправления ошибок в программном обеспечении, используемом для управления телевизором или устройством записи, или в программном обеспечении, используемом для предотвращения раскрытия личной или конфиденциальной информации. Если содержатся такие данные, то данные устанавливаются в телевизор или устройство записи для исправления ошибок программного обеспечения. Кроме того, если содержатся данные для исправления ошибок в программном обеспечении, установленном на устройстве 8500 приема, то такие данные используются для исправления ошибок, которые может содержать устройство 8500 приема. Эта конфигурация обеспечивает более устойчивую работу телевизора, устройства записи или мобильного телефона, в которых реализуется устройство 8500 приема.

Отметим, что это может быть блок 8503 ввода/вывода потока, который управляет извлечением данных из всех данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, и мультимплексированием извлеченных данных. Точнее говоря, по командам, выданным от не проиллюстрированного на фигурах блока управления, например CPU, блок 8503 ввода/вывода потока демультимплексирует видеоданные, звуковые данные, контент от услуги широковещательной передачи данных и т.д. из мультимплексированных данных, демодулированных блоком 8502 демодуляции, извлекает определенные порции данных из демультимплексированных данных и мультимплексирует извлеченные порции данных, чтобы сформировать новые мультимплексированные данные. Порции данных, которые нужно извлечь из демультимплексированных данных, могут определяться пользователем или определяться заранее для соответствующих типов носителей записи.

С помощью вышеупомянутой структуры устройство 8500 приема получает возможность извлекать и записывать только данные, необходимые для просмотра записанной вещательной программы, что эффективно для уменьшения размера данных, которые нужно записать.

В вышеприведенном описании блок 8508 записи записывает мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. Однако в качестве альтернативы блок 8508 записи может записать новые мультимплексированные данные, сформированные путем мультимплексирования видеоданных, вновь полученных путем кодирования исходных видеоданных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. Здесь способ кодирования кинофильма, который должен применяться, может отличаться от используемого для кодирования исходных видеоданных, так что размер данных или скорость передачи разрядов у

новых видеоданных меньше, чем у исходных видеоданных. Здесь способ кодирования кинофильма, используемый для формирования новых видеоданных, может представлять стандарт, отличный от используемого для формирования исходных видеоданных.

В качестве альтернативы может использоваться один и тот же способ кодирования кинофильма, но с разными параметрами. Аналогичным образом блок 8508 записи может записать новые мультиплексированные данные, сформированные путем мультиплексирования звуковых данных, вновь полученных путем кодирования исходных звуковых данных, содержащихся в мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. Здесь способ кодирования звука, который должен применяться, может отличаться от используемого для кодирования исходных звуковых данных, так что размер данных или скорость передачи разрядов у новых звуковых данных меньше, чем у исходных звуковых данных.

Процесс преобразования исходных видеоданных или звуковых данных, содержащихся в мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, в видеоданные или звуковые данные с другим размером данных или скоростью передачи разрядов выполняется, например, блоком 8503 ввода/вывода потока и блоком 8504 обработки сигналов. Точнее говоря, по командам, выданным от блока управления, например CPU, блок 8503 ввода/вывода потока демультимплексирует видеоданные, звуковые данные, контент от услуги широкоэмитальной передачи данных и т.д. из мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. По командам, выданным от блока управления, блок 8504 обработки сигналов преобразует демультимплексированные видеоданные и звуковые данные, используя соответственно способ кодирования кинофильма и способ кодирования звука, отличные от способа, который использовался при преобразовании, примененном для получения видеоданных и звуковых данных. По командам, выданным от блока управления, блок 8503 ввода/вывода потока мультиплексирует вновь преобразованные видеоданные и звуковые данные, чтобы сформировать новые мультиплексированные данные. Отметим, что блок 8504 обработки сигналов может выполнять преобразование любых из видеоданных или звуковых данных или их обоих в соответствии с командами, выданными от блока управления. К тому же размеры видеоданных и звуковых данных, которые нужно получить путем кодирования, могут задаваться пользователем или определяться заранее для типов носителей записи.

С помощью вышеприведенной конфигурации устройство 8500 приема получает возможность записывать видеоданные и звуковые данные после преобразования данных к размеру, который можно записать на носитель записи, или к размеру или скорости передачи разрядов, которая соответствует скорости чтения или записи у блока 8508 записи. Эта конфигурация дает возможность блоку записи записать программу надлежащим образом, даже если размер, который можно записать на носитель записи, меньше размера данных у мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, или если скорость, с которой блок записи записывает или считывает, ниже скорости передачи разрядов у мультиплексированных данных. Следовательно, отложенный просмотр пользователем записанной программы возможен в любое время после трансляции.

Кроме того, устройство 8500 приема дополнительно включает в себя интерфейс 8509 вывода потока (IF) для передачи мультиплексированных данных, демодулированных блоком 8502 демодуляции, во внешнее устройство через транспортную среду 8530. В одном примере IF 8509 вывода потока может быть устройством беспроводной связи, которое передает во внешнее устройство мультиплексированные данные посредством беспроводного носителя (эквивалентного транспортной среде 8530) путем модулирования мультиплексированных данных в соответствии со схемой беспроводной связи, совместимой с неким стандартом беспроводной связи, например, Wi-Fi (зарегистрированный товарный знак, набор стандартов, включающий в себя IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g и IEEE 802.11n), WiGiG, Wireless HD, Bluetooth, ZigBee или т.п. IF 8509 вывода потока также может быть устройством проводной связи, которое передает во внешнее устройство мультиплексированные данные по линии передачи (эквивалентной транспортной среде 8530), физически подключенной к IF 8509 вывода потока, модулируя мультиплексированные данные с использованием схемы связи, совместимой со стандартами проводной связи, например, Ethernet (зарегистрированный товарный знак), Универсальная последовательная шина (USB), Связь по линии электропередачи (PLC) или Интерфейс для мультимедиа высокой четкости (HDMI).

С помощью вышеупомянутой структуры пользователь может использовать на внешнем устройстве мультиплексированные данные, принятые устройством 8500 приема с использованием схемы приема, описанной в соответствии с вышеприведенными вариантами осуществления. Упомянутое в этом документе использование мультиплексированных данных пользователем включает в себя использование мультиплексированных данных для просмотра в реальном масштабе времени на внешнем устройстве, запись мультиплексированных данных с помощью блока записи, включенного во внешнее устройство, и передачу мультиплексированных данных с внешнего устройства на еще одно внешнее устройство.

В вышеприведенном описании устройства 8500 приема IF 8509 вывода потока мультиплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок

с помощью блока 8502 демодуляции. Однако устройство 8500 приема может выводить данные, извлеченные из данных, содержащихся в мультимплексированных данных, а не все данные, содержащиеся в мультимплексированных данных. Например, мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, могут содержать контент от услуги широкополосной передачи данных в дополнение к видеоданным и звуковым данным. В этом случае IF 8509 вывода потока может вывести мультимплексированные данные, вновь сформированные путем мультимплексирования видеоданных и звуковых данных, извлеченных из мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. В другом примере IF 8509 вывода потока может вывести мультимплексированные данные, вновь сформированные путем мультимплексирования любых из видеоданных и звуковых данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции.

Отметим, что это может быть блок 8503 ввода/вывода потока, который управляет извлечением данных из всех данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, и мультимплексированием извлеченных данных. Точнее говоря, по командам, выданным от не проиллюстрированного на фигурах блока управления, например, центрального процессора (CPU), блок 8503 ввода/вывода потока демультимплексирует видеоданные, звуковые данные, контент от услуги широкополосной передачи данных и т.д. из мультимплексированных данных, демодулированных блоком 8502 демодуляции, извлекает определенные порции данных из демультимплексированных данных и мультимплексирует извлеченные порции данных, чтобы сформировать новые мультимплексированные данные. Порции данных, которые нужно извлечь из демультимплексированных данных, могут определяться пользователем или определяться заранее для соответствующих типов IF 8509 вывода потока.

С помощью вышеупомянутой структуры устройство 8500 приема получает возможность извлекать и выводить только данные, необходимые внешнему устройству, что эффективно для уменьшения полосы пропускания канала связи, используемой для вывода мультимплексированных данных.

В вышеприведенном описании IF 8509 вывода потока выводит мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. Однако в качестве альтернативы IF 8509 вывода потока может вывести новые мультимплексированные данные, сформированные путем мультимплексирования видеоданных, вновь полученных путем кодирования исходных видеоданных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. Новые видеоданные кодируются по способу кодирования кинофильма, отличному от используемого для кодирования исходных видеоданных, так что размер данных или скорость передачи разрядов у новых видеоданных меньше, чем у исходных видеоданных. Здесь способ кодирования кинофильма, используемый для формирования новых видеоданных, может представлять стандарт, отличный от используемого для формирования исходных видеоданных. В качестве альтернативы может использоваться один и тот же способ кодирования кинофильма, но с разными параметрами. Аналогичным образом IF 8509 вывода потока может вывести новые мультимплексированные данные, сформированные путем мультимплексирования звуковых данных, вновь полученных путем кодирования исходных звуковых данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. Новые звуковые данные кодируются по способу кодирования звука, отличному от используемого для кодирования исходных звуковых данных, так что размер данных или скорость передачи разрядов у новых звуковых данных меньше, чем у исходных звуковых данных.

Процесс преобразования исходных видеоданных или звуковых данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, в видеоданные или звуковые данные с другим размером данных или скоростью передачи разрядов выполняется, например, блоком 8503 ввода/вывода потока и блоком 8504 обработки сигналов. Точнее говоря, по командам, выданным от блока управления, блок 8503 ввода/вывода потока демультимплексирует видеоданные, звуковые данные, контент от услуги широкополосной передачи данных и т.д. из мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. По командам, выданным от блока управления, блок 8504 обработки сигналов преобразует демультимплексированные видеоданные и звуковые данные, используя соответственно способ кодирования кинофильма и способ кодирования звука, отличные от способа, который использовался при преобразовании, примененном для получения видеоданных и звуковых данных. По командам, выданным от блока управления, блок 8503 ввода/вывода потока мультимплексирует вновь преобразованные видеоданные и звуковые данные, чтобы сформировать новые мультимплексированные данные. Отметим, что блок 8504 обработки сигналов может выполнять преобразование любых из видеоданных или звуковых данных или их обоих в соответствии с командами, выданными от блока управления. К тому же размеры видеоданных и звуковых данных, которые нужно получить путем преобразования, могут задаваться пользователем или определяться заранее

для типов IF 8509 вывода потока.

С помощью вышеупомянутой структуры устройство 8500 приема получает возможность выводить видеоданные и звуковые данные после преобразования данных к скорости передачи разрядов, которая соответствует скорости передачи между устройством 8500 приема и внешним устройством. Эта конфигурация гарантирует, что даже если мультиплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции, выше по скорости передачи разрядов, чем скорость передачи данных во внешнее устройство, то IF вывода потока надлежащим образом выведет во внешнее устройство новые мультиплексированные данные с подходящей скоростью передачи разрядов. Следовательно, пользователь может использовать новые мультиплексированные данные на другом устройстве связи.

Кроме того, устройство 8500 приема также включает в себя интерфейс 8511 звукового и визуального вывода (в дальнейшем IF AV-вывода), который выводит видеосигналы и звуковые сигналы, декодированные блоком 8504 обработки сигналов, во внешнее устройство через внешнюю транспортную среду. В одном примере IF 8511 AV-вывода может быть устройством беспроводной связи, которое передает во внешнее устройство модулированные видеосигналы и звуковые сигналы посредством беспроводного носителя, используя схему беспроводной связи, совместимую со стандартами беспроводной связи, например, Wi-Fi (зарегистрированный товарный знак), который является набором стандартов, включающим в себя IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g и IEEE 802.11n, WiGiG, Wireless HD, Bluetooth, ZigBee или т.п. В другом примере IF 8509 вывода потока может быть устройством проводной связи, которое передает во внешнее устройство модулированные видеосигналы и звуковые сигналы по линии передачи, физически подключенной к IF 8509 вывода потока, используя схему связи, совместимую со стандартами проводной связи, например, Ethernet (зарегистрированный товарный знак), USB, PLC, HDMI или т.п. В еще одном примере IF 8509 вывода потока может быть выводом для соединения кабеля с выходом видеосигналов и звуковых сигналов в аналоговой форме.

С помощью вышеупомянутой структуры пользователю разрешается использовать на внешнем устройстве видеосигналы и звуковые сигналы, декодированные блоком 8504 обработки сигналов.

Кроме того, устройство 8500 приема дополнительно включает в себя блок 8510 ввода операции для приема пользовательской операции. В соответствии с управляющими сигналами, указывающими пользовательские операции, введенные в блок 8510 ввода операции, устройство 8500 приема выполняет различные операции, например, включение или выключение питания, переключение канала приема, включение или выключение отображения текста субтитров, переключение текста субтитров на другой язык, изменение громкости вывода звука из блока 8506 вывода звука и изменение настроек каналов, которые могут приниматься.

Более того, устройство 8500 приема может иметь функцию отображения уровня приема антенны, указывающего качество сигнала, принимаемого устройством 8500 приема. Отметим, что уровень приема антенны является индикатором качества приема, вычисленным на основе, например, Индикации уровня принимаемого сигнала, Индикатора уровня принимаемого сигнала (RSSI), принятой напряженности поля, отношения несущая-шум (C/N), частоты появления ошибочных разрядов (BER), частоты ошибок пакета, частоты ошибок кадра и информации о состоянии канала у сигнала, принятого на устройстве 8500 приема. Другими словами, уровень приема антенны является сигналом, указывающим уровень и качество принятого сигнала. В этом случае блок 8502 демодуляции также включает в себя блок измерения качества приема для измерения характеристик принятого сигнала, например, RSSI, принятой напряженности поля, C/N, BER, частоты ошибок пакета, частоты ошибок кадра и информации о состоянии канала. В ответ на пользовательскую операцию устройство 8500 приема отображает уровень приема антенны (то есть, сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала) на дисплее 8507 способом, идентифицируемым пользователем. Уровень приема антенны (то есть, сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала) может отображаться в цифрах с использованием числа, которое представляет RSSI, принятую напряженность поля, C/N, BER, частоту ошибок пакета, частоту ошибок кадра, информацию о состоянии канала или т.п. В качестве альтернативы уровень приема антенны может отображаться с использованием изображения, представляющего RSSI, принятую напряженность поля, C/N, BER, частоту ошибок пакета, частоту ошибок кадра, информацию о состоянии канала или т.п. Кроме того, устройство 8500 приема может отображать множество уровней приема антенн (сигналы, указывающие уровень и качество принятого сигнала), вычисленных для каждого из множества потоков s1, s2, ..., принятых и разделенных с использованием схем приема, показанных в вышеупомянутых вариантах осуществления, или один уровень приема антенны (сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала), вычисленный из множества потоков s1, s2, ... Когда составляющие программу видеоданные и звуковые данные передаются иерархически, устройство 8500 приема также может отображать уровень сигнала (сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала) для каждого иерархического уровня.

С помощью вышеупомянутой структуры пользователи способны понять уровень приема антенны (сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала) в цифрах или визуально во время приема с помощью схем приема, показанных в вышеупомянутых вариантах осуществления.

Хотя устройство 8500 приема описывается выше, как содержащее блок 8506 вывода звука, дисплей

8507, блок 8508 записи, IF 8509 вывода потока и IF 8511 AV-вывода, устройству 8500 приема не нужно содержать все эти блоки. При условии, что устройство 8500 приема снабжается по меньшей мере одним из описанных выше блоков, пользователь получает возможность использовать мультиплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 8502 демодуляции. Устройство 8300 приема, поэтому, может включать в себя любое сочетание вышеописанных блоков в зависимости от намеченного использования.

Мультиплексированные данные.

Нижеследующее является подробным описанием типовой структуры мультиплексированных данных. Структурой данных, обычно используемой в широко вещании, является транспортный поток MPEG2 (TS), поэтому нижеследующее описание приводится в качестве примера, имеющего отношение к MPEG2-TS. Однако следует принять во внимание, что структура данных у мультиплексированных данных, переданных с помощью схем передачи и приема, описанных в вышеупомянутых вариантах осуществления, не ограничивается MPEG2-TS, и полезные результаты вышеупомянутых вариантов осуществления достигаются, даже если применяется любая другая структура данных.

Фиг. 86 - изображение, иллюстрирующее типовую структуру мультиплексированных данных. Как проиллюстрировано на фиг. 86, мультиплексированные данные получаются путем мультиплексирования одного или нескольких элементарных потоков, которые являются элементами, составляющими вещательную программу (программу или событие, которое является частью программы), предоставляемую в настоящее время через соответствующие службы. Примеры элементарных потоков включают в себя видеопоток, аудиопоток, поток демонстрационной графики (PG) и поток интерактивной графики (IG). В случае, где вещательная программа, переносимая мультиплексированными данными, является фильмом, видеопотоки представляют основное видеоизображение и вложенное видеоизображение, аудиопотоки представляют основной звук фильма и подчиненный звук, который нужно смешать с основным звуком, а поток PG представляет субтитры фильма. Используемый в этом документе термин "основное видеоизображение" относится к видеоизображениям, представленным в обычном виде на экране, тогда как "вложенное видеоизображение" относится к видеоизображениям (например, изображениям текста, объясняющего содержание фильма), которые нужно представить в небольшом окне, вставленном в видеоизображения. Поток IG представляет интерактивное отображение, составленное путем представления компонентов GUI на экране.

Каждый поток, содержащийся в мультиплексированных данных, идентифицируется с помощью идентификатора, называемого PID, однозначно присвоенного потоку. Например, видеопотоку, переносящему основные видеоизображения фильма, присваивается "0x1011", каждому аудиопотоку присваивается разный из диапазона "0x1100"- "0x111F", каждому потоку PG присваивается разный из диапазона "0x1200"- "0x121F", каждому потоку IG присваивается разный из диапазона "0x1400"- "0x141F", каждому видеопотоку, переносящему вложенные видеоизображения фильма, присваивается разный из диапазона "0x1B00"- "0x1B1F", каждому аудиопотоку подчиненного звука, который нужно смешать с основным звуком, присваивается разный из диапазона "0x1A00"- "0x1A1F".

Фиг. 87 - схематичный чертеж, иллюстрирующий пример того, как соответствующие потоки мультиплексируются в мультиплексированные данные. Сначала видеопоток 8701, состоящий из множества видеок кадров, преобразуется в последовательность 8702 пакетов PES, а затем в последовательность 8703 пакетов TS, тогда как аудиопоток 8704, состоящий из множества звуковых кадров, преобразуется в последовательность 8705 пакетов PES, а затем в последовательность 8706 пакетов TS. Аналогичным образом поток 8711 PG сначала преобразуется в последовательность 8712 пакетов PES, а затем в последовательность 8713 пакетов TS, тогда как поток 8714 IG преобразуется в последовательность 8715 пакетов PES, а затем в последовательность 8716 пакетов TS. Мультиплексированные данные 8717 получаются путем мультиплексирования последовательностей пакетов TS (8703, 8706, 8713 и 8716) в один поток.

Фиг. 88 иллюстрирует подробности того, как видеопоток делится на последовательность пакетов PES. На фиг. 88 первый ряд показывает последовательность видеок кадров, включенных в видеопоток. Второй ряд показывает последовательность пакетов PES. Как указано стрелками уу1, уу2, уу3 и уу4, показанными на фиг. 88, множество единиц представления видеоизображения, а именно I-изображения, В-изображения и Р-изображения, в видеопотоке отдельно сохраняются в полезной нагрузке пакетов PES, изображение за изображением. Каждый пакет PES имеет заголовок PES, и заголовок PES хранит Временную отметку воспроизведения (PTS) и Временную отметку декодирования (DTS), указывающие время отображения и время декодирования у соответствующего изображения.

Фиг. 89 иллюстрирует формат пакета TS, который в итоге будет записан в качестве мультиплексированных данных. Пакет TS является пакетом фиксированной длины в 188 байт и содержит 4-байтовый заголовок TS, содержащий такую информацию, как PID, идентифицирующий поток, и 184-байтовую полезную нагрузку TS, переносящую фактические данные. Описанные выше пакеты PES разделяются для хранения в полезных нагрузках TS у пакетов TS. В случае BD-ROM к каждому пакету TS прикрепляется TP Extra Header в 4 байта, чтобы создать 192-байтовый исходный пакет, который нужно записать в качестве мультиплексированных данных. TP_Extra_Header содержит такую информацию, как Arri-

val_Time_Stamp (Временная отметка поступления, ATS). ATS указывает время для начала передачи пакета TS в фильтр PID декодера. Как показано в самом нижнем ряду на фиг. 89, мультиплексированные данные включают в себя последовательность исходных пакетов, имеющих номер исходного пакета (SPN), который является номером, последовательно увеличивающимся от начала мультиплексированных данных.

В дополнение к пакетам TS, хранящим потоки, например, видео, звук и потоки PG, мультиплексированные данные также включают в себя пакеты TS, хранящие таблицу взаимосвязи программ (PAT), Таблицу преобразования программ (PMT) и Опорный сигнал программы (PCR). PAT в мультиплексированных данных указывает PID у PMT, используемой в мультиплексированных данных, и PID у PAT является "0". PMT включает в себя PID, идентифицирующие соответствующие потоки, например, видео, звук и субтитры, содержащиеся в мультиплексированных данных, и атрибутную информацию (частота кадров, соотношение сторон и т.п.) у потоков, идентифицированных соответствующими PID. К тому же PMT включает в себя различные типы дескрипторов, относящихся к мультиплексированным данным. Один из таких дескрипторов может быть информацией управления копированием, указывающей, разрешается ли копирование мультиплексированных данных. PCR включает в себя информацию для синхронизации Таймера поступления (ATC), который является осью времени у ATS, с Системным таймером (STC), который является осью времени у PTS и DTS. Точнее говоря, пакет PCR включает в себя информацию, указывающую время STC, соответствующее ATS, в которое должен передаваться пакет PCR.

Фиг. 90 - изображение, подробно иллюстрирующее структуру данных PMT. PMT начинается с заголовка PMT, указывающего, например, длину данных, содержащихся в PMT. После заголовка PMT располагаются дескрипторы, относящиеся к мультиплексированным данным. Одним примером дескриптора, включенного в PMT, является описанная выше информация управления копированием. После дескрипторов размещаются порции информации о потоке, относящиеся к соответствующим потокам, включенным в мультиплексированные данные. Каждая порция информации о потоке состоит из дескрипторов потока, указывающих тип потока, идентифицирующий кодек сжатия, применяемый для соответствующего потока, PID потока и атрибутной информации потока (частота кадров, соотношение сторон и т.п.). PMT включает в себя столько дескрипторов потока, сколько имеется потоков, включенных в мультиплексированные данные.

Например, при записи на носитель записи мультиплексированные данные записываются вместе с файлом информации о мультиплексированных данных.

Фиг. 91 - изображение, иллюстрирующее структуру файла информации о мультиплексированных данных. Как проиллюстрировано на фиг. 91, файл информации о мультиплексированных данных является управляющей информацией соответствующих мультиплексированных данных и состоит из информации о мультиплексированных данных, информации об атрибутах потока и карты входов. Отметим, что файлы информации о мультиплексированных данных и мультиплексированные данные состоят во взаимно-однозначном соответствии.

Как проиллюстрировано на фиг. 91, информация о мультиплексированных данных состоит из системной скорости, времени начала воспроизведения и времени окончания воспроизведения. Системная скорость указывает максимальную скорость передачи мультиплексированных данных в фильтр PID конечного декодера системы, который описывается позже. Мультиплексированные данные включают в себя ATS с интервалами, заданными так, чтобы не превышать системную скорость. Время начала воспроизведения устанавливается в момент, заданный PTS первого видеокadra в мультиплексированных данных, тогда как время окончания воспроизведения устанавливается в момент, вычисленный путем прибавления периода воспроизведения одного кадра к PTS последнего видеокadra в мультиплексированных данных.

Фиг. 92 иллюстрирует структуру информации об атрибутах потока, содержащейся в файле информации о мультиплексированных данных. Как проиллюстрировано на фиг. 92, информация об атрибутах потока включает в себя порции атрибутной информации соответствующих потоков, включенных в мультиплексированные данные, и каждая порция атрибутной информации регистрируется с соответствующим PID. То есть, разные порции атрибутной информации предоставляются для разных потоков, а именно видеопотока, аудиопотока, потока PG и потока IG. Атрибутная информация видеопотока указывает кодек сжатия, применяемый для сжатия видеопотока, разрешения отдельных изображений, составляющих видеопоток, соотношение сторон, частоту кадров и так далее. Атрибутная информация аудиопотока указывает кодек сжатия, применяемый для сжатия аудиопотока, количество каналов, включенных в аудиопоток, язык аудиопотока, частоту дискретизации и так далее. Эти порции информации используются для инициализации декодера перед воспроизведением с помощью проигрывателя.

В настоящем варианте осуществления из порций информации, включенных в мультиплексированные данные, используется тип потока, включенный в PMT. В случае, когда мультиплексированные данные записываются на носитель записи, используется атрибутная информация видеопотока, включенная в информацию о мультиплексированных данных. Точнее говоря, способ кодирования кинофильма и устройство, описанные в любых из вышеприведенных вариантов осуществления, можно изменить для дополнительного включения этапа или блока по заданию определенной порции информации в типе потока,

включенном в PMT, или в атрибутной информации видеопотока. Определенная порция информации предназначена для указания, что видеоданные формируются с помощью способа кодирования кинофильма и устройства, описанных в этом варианте осуществления. С помощью вышеупомянутой структуры видеоданные, сформированные с помощью способа кодирования кинофильма и устройства, описанных в любом из вышеприведенных вариантов осуществления, отличимы от видеоданных, совместимых с другими стандартами.

Фиг. 93 иллюстрирует типовую структуру устройства 9300 вывода видео и звука, которое включает в себя устройство 9304 приема для приема модулированного сигнала, несущего видеоданные и звуковые данные или данные для трансляции данных от вещательной станции (базовой станции). Отметим, что структура устройства 9304 приема соответствует устройству 8500 приема, проиллюстрированному на фиг. 85. Устройство 9300 вывода видео и звука снабжается, например, операционной системой (OS), а также устройством 9306 связи (устройством связи для беспроводной локальной сети (LAN) или Ethernet) для установления соединения с Интернетом. С помощью этой структуры гипертекст 9303 (Всемирная паутина, WWW), предоставленный по Интернету, может отображаться в области 9301 отображения одновременно с изображениями 9302, воспроизведенными в области 9301 отображения из видеоданных и звуковых данных или данных, предоставленных с помощью трансляции данных. Воздействуя на ПДУ 9307 (который может быть мобильным телефоном или клавиатурой), пользователь может сделать выбор изображений 9302, воспроизведенных из данных, предоставленных с помощью трансляции данных, или гипертекста 9303, предоставленного по Интернету, чтобы изменить работу устройства 9300 вывода видео и звука. Например, воздействуя на ПДУ для выбора гипертекста 9303, предоставленного по Интернету, пользователь может сменить сайт WWW, отображаемый в настоящее время, на другой сайт. В качестве альтернативы, воздействуя на ПДУ 9307 для выбора изображений 9302, воспроизведенных из видеоданных или звуковых данных либо данных, предоставленных с помощью трансляции данных, пользователь может передать информацию, указывающую выбранный канал (например, выбранную вещательную программу или звуковую передачу). В ответ интерфейс 9305 (IF) получает информацию, переданную от ПДУ, так что устройство 9304 приема работает для получения данных приема путем демодуляции и декодирования с исправлением ошибок сигнала, перенесенного по выбранному каналу. В то же время устройство 9304 приема принимает управляющие символы, включенные в сигнал, соответствующий выбранному каналу, и содержащие информацию, указывающую схему передачи сигнала (в точности, как описано в Вариантах осуществления с A1 по A4 и как показано на фиг. 5 и 41). С помощью этой информации устройство 9304 приема получает возможность произвести подходящую настройку для операций приема, схемы демодуляции, схемы декодирования с исправлением ошибок и т.п., чтобы надлежащим образом принимать данные, включенные в символы данных, переданные от вещательной станции (базовой станции). Хотя вышеприведенное описание ориентировано на пример, в котором пользователь выбирает канал с использованием ПДУ 9307, такое же описание применяется к примеру, в котором пользователь выбирает канал с использованием кнопки выбора, предусмотренной на устройстве 9300 вывода видео и звука.

К тому же устройство 9300 вывода видео и звука может управляться через Интернет. Например, терминал, подключенный к Интернету, может использоваться для проведения настройки на устройстве 9300 вывода видео и звука для предварительно запрограммированной записи (сохранения). (Поэтому устройство 9300 вывода видео и звука имело бы блок 8508 записи, как проиллюстрировано на фиг. 85). В этом случае перед началом предварительно запрограммированной записи устройство 9300 вывода видео и звука выбирает канал, так что устройство 9304 приема работает для получения данных приема путем демодуляции и декодирования с исправлением ошибок сигнала, перенесенного по выбранному каналу. В то же время устройство 9304 приема принимает управляющие символы, включенные в соответствующий выбранному каналу сигнал и содержащие информацию, указывающую схему передачи сигнала (схему передачи, схему модуляции, схему исправления ошибок и т.п. в вышеупомянутых вариантах осуществления), в точности, как описано в Вариантах осуществления с A1 по A4 и как показано на фиг. 5 и 41). С помощью этой информации устройство 9304 приема получает возможность произвести подходящую настройку для операций приема, схемы демодуляции, схемы декодирования с исправлением ошибок и т.п., чтобы надлежащим образом принимать данные, включенные в символы данных, переданные от вещательной станции (базовой станции).

Вариант C1 осуществления.

Вариант 2 осуществления описывает схему предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования и (Пример #1) и (Пример #2) в качестве схем настройки матриц предварительного кодирования с учетом точек плохого приема. Настоящий вариант осуществления ориентирован на обобщение (Примера #1) и (Примера #2), описанных в Варианте 2 осуществления.

По отношению к схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом) матрица предварительного кодирования, подготовленная для N-интервального периода (цикла), представляется следующим образом.

Математическое выражение 566. Уравнение #1

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. (Пусть $\alpha > 0$). В настоящем варианте осуществления используется унитарная матрица, и матрица предварительного кодирования в Уравнении #1 представляется следующим образом.

Математическое выражение 567. Уравнение #2

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. (Пусть $\alpha > 0$). (Чтобы упростить отображение, выполняемое устройством передачи и устройством приема, предпочтительно, чтобы λ была одним из следующих фиксированных значений: 0 радианов; $\pi/2$ радианов; π радианов; и $(3\pi)/2$ радианов). Вариант 2 осуществления реализуется, в частности, при допущении $\alpha=1$. В Варианте 2 осуществления Уравнение #2 представляется следующим образом.

Математическое выражение 568. Уравнение #3

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в Варианте 2 осуществления, предоставляется Условие #101 или #102 в Уравнении #1 или #2.

Математическое выражение 569. Условие #101

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 570 Условие #102

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

В особенности, когда $\theta_{11}(i)$ является фиксированным значением, не зависящим от i , может предоставляться Условие #103 или #104.

Математическое выражение 571. Условие #103

$$\frac{e^{j\theta_{21}(x+1)}}{e^{j\theta_{21}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 572. Условие #104

$$\frac{e^{j\theta_{21}(x+1)}}{e^{j\theta_{21}(x)}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Аналогичным образом, когда $\theta_{21}(i)$ является фиксированным значением, не зависящим от i , может предоставляться Условие #105 или #106.

Математическое выражение 573. Условие #105

$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 574. Условие #106

$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Нижеследующее является примером матрицы предварительного кодирования, использующим вышеупомянутую унитарную матрицу для схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом). Матрица предварительного кодирования, которая основывается на Уравнении #2 и подготовлена для N-интервального периода (цикла), представляется следующим образом. (В Уравнении #2 λ равно 0 радианов, и $\theta_{11}(i)$ равно 0 радианов).

Математическое выражение 575. Уравнение #10

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. (Пусть $\alpha > 0$). Также выполняется Условие #103 или #104. К тому же $\theta_{21}(i=0)$ можно установить в некоторое значение, например, 0 радианов.

По отношению к схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом) другой пример матрицы предварительного кодирования, подготовленной для N-интервального периода (цикла), представляется следующим образом. (В Уравнении

#2 λ равно 0 радианов, и $\theta_{11}(i)$ равно 0 радианов).

Математическое выражение 576. Уравнение #9

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. (Пусть $\alpha > 0$). Также выполняется Условие #103 или #104. К тому же $\theta_{21}(i=0)$ можно установить в некоторое значение, например, 0 радианов.

В качестве еще одного примера матрица предварительного кодирования, подготовленная для N-интервального периода (цикла), представляется следующим образом. (В Уравнении #2 λ равно 0 радианов, и $\theta_{21}(i)$ равно 0 радианов).

Математическое выражение 577. Уравнение #12

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i))} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. (Пусть $\alpha > 0$). Также выполняется Условие #105 или #106. К тому же $\theta_{11}(i=0)$ можно установить в некоторое значение, например, 0 радианов.

В качестве еще одного примера матрица предварительного кодирования, подготовленная для N-интервального периода (цикла), представляется следующим образом.

(В Уравнении #2 λ равно π радианов, и $\theta_{21}(i)$ равно 0 радианов).

Математическое выражение 578. Уравнение #13

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\pi)} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (пусть $\alpha > 0$), и выполняется Условие #105 или #106. К тому же $\theta_{11}(i=0)$ можно установить в некоторое значение, например, 0 радианов.

В связи с примерами из Варианта 2 осуществления еще один пример матрицы предварительного кодирования, подготовленной для N-интервального периода (цикла), представляется следующим образом. (В Уравнении #3 λ равно 0 радианов, и $\theta_{11}(i)$ равно 0 радианов).

Математическое выражение 579. Уравнение #14

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\pi)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, и выполняется Условие #103 или #104. К тому же $\theta_{21}(i=0)$ можно установить в некоторое значение, например, 0 радианов.

По отношению к схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом) еще один пример матрицы предварительного кодирования, подготовленной для N-интервального периода (цикла), представляется следующим образом. (В Уравнении #3 λ равно π радианов, и $\theta_{11}(i)$ равно 0 радианов).

Математическое выражение 580. Уравнение #15

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, и выполняется Условие #103 или #104. К тому же $\theta_{21}(i=0)$ можно установить в некоторое значение, например, 0 радианов.

В качестве еще одного примера матрица предварительного кодирования, подготовленная для N-интервального периода (цикла), представляется следующим образом. (В Уравнении #3 λ равно 0 радианов, и $\theta_{21}(i)$ равно 0 радианов).

Математическое выражение 581. Уравнение #16

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i))} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, и выполняется Условие #105 или #106. К тому же $\theta_{11}(i=0)$ можно установить в некоторое значение, например, 0 радианов.

В качестве еще одного примера матрица предварительного кодирования, подготовленная для N-интервального периода (цикла), представляется следующим образом. (В Уравнении #3 λ равно π радианов, и $\theta_{21}(i)$ равно 0 радианов).

Математическое выражение 582. Уравнение #17

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\pi)} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, и выполняется Условие #105 или #106. К тому же $\theta_{11}(i=0)$ мож-

но установить в некоторое значение, например, 0 радианов.

По сравнению со схемой предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в Варианте 9 осуществления, схема предварительного кодирования, относящаяся к настоящему варианту осуществления, обладает возможностью достижения высокого качества приема данных, даже если длина периода (цикла), относящегося к настоящему варианту осуществления, уменьшается приблизительно до половины длины периода (цикла), относящегося к Варианту 9 осуществления. Поэтому схема предварительного кодирования, относящаяся к настоящему варианту осуществления, может уменьшить количество матриц предварительного кодирования, которое нужно подготовить, что приводит к полезному результату в виде сокращения масштаба схем для устройства передачи и устройства приема. Вышеупомянутый полезный результат можно усилить с помощью устройства передачи, которое снабжается одним кодером и распределяет кодированные данные, как показано на фиг. 4, или с помощью устройства приема, соответствующего такому устройству передачи.

Предпочтительный пример α , появляющейся в вышеприведенных примерах, можно получить с использованием любой из схем, описанных в Варианте 18 осуществления. Однако α не ограничивается получением таким способом.

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае готовятся N разных матриц предварительного кодирования $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$. В случае схемы передачи с одной несущей порядок $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ сохраняется во временной области (или частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов N в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант C2 осуществления.

Нижеследующее описывает схему предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, которая отличается от Варианта C1 осуществления, куда включается Вариант 9 осуществления - то есть схему реализации Варианта C1 осуществления в случае, где количество временных интервалов в периоде (цикле) является нечетным числом в Варианте 9 осуществления.

По отношению к схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом) матрица предварительного кодирования, подготовленная для N -интервального периода (цикла), представляется следующим образом.

Математическое выражение 583. Уравнение #18

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (пусть $a>0$). В настоящем варианте осуществления используется унитарная матрица, и матрица предварительного кодирования в Уравнении #1 представляется следующим образом.

Математическое выражение 584 Уравнение #19

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (пусть $a>0$). (Чтобы упростить отображение, выполняемое устройством передачи и устройством приема, предпочтительно, чтобы λ была одним из следующих фиксированных значений: 0 радианов; $\pi/2$ радианов; π радианов; и $(3\pi)/2$ радианов). В частности, здесь предполагается, что $\alpha=1$. Здесь Уравнение #19 представляется следующим образом.

Математическое выражение 585. Уравнение #20

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Матрицы предварительного кодирования, используемые в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, относящейся к настоящему варианту осуществления, выражаются вышеупомянутым способом. Настоящий вариант осуществления отличается тем, что количество временных интервалов в N-интервальном периоде (цикле) для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, относящейся к настоящему варианту осуществления, является нечетным числом, то есть выражается как $N=2n+1$. Чтобы реализовать N-интервальный период (цикл), где $N=2n+1$, количество разных матриц предварительного кодирования, которое нужно подготовить, равно $n+1$ (отметим, что описание этих разных матриц предварительного кодирования будет приведено позже). Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования каждая из n матриц предварительного кодирования используется дважды в одном периоде (цикле), а оставшаяся одна матрица предварительного кодирования используется один раз в одном периоде (цикле), что приводит к N-интервальному периоду (циклу), где $N=2n+1$. Нижеследующее является подробным описанием этих матриц предварительного кодирования.

Предположим, что $n+1$ разными матрицами предварительного кодирования, которые необходимы для реализации схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$, являются $F[0]$, $F[1]$, ..., $F[i]$, ..., $F[N-1]$, $F[n]$ ($i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, n$). Здесь $n+1$ разных матриц $F[0]$, $F[1]$, ..., $F[i]$, ..., $F[N-1]$, $F[n]$ предварительного кодирования на основе Уравнения #19 представляются следующим образом.

Математическое выражение 586. Уравнение #21

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha e^{j(\theta_{11} + \frac{2i\pi}{2n+1})} & e^{j(\theta_{11} + \frac{2i\pi}{2n+1} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в соответствии с Уравнением #21 (а именно, $F[0]$, $F[1]$, ..., $F[i]$, ..., $F[N-1]$, $F[n]$) $F[0]$ используется один раз, а каждая из матриц с $F[1]$ по $F[n]$ используется дважды (то есть, $F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды и $F[n]$ используется дважды). В результате достигается схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$, и устройство приема может добиться отличного качества приема данных аналогично случаю, где количество временных интервалов в периоде (цикле) для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования является нечетным числом в Варианте 9 осуществления. В этом случае можно добиться высокого качества приема данных, даже если длина периода (цикла), относящегося к настоящему варианту осуществления, уменьшается приблизительно до половины длины периода (цикла), относящегося к Варианту 9 осуществления. Это может уменьшить количество матриц предварительного кодирования, которое нужно подготовить, что приводит к полезному результату в виде сокращения масштаба схем для устройства передачи и устройства приема. Вышеупомянутый полезный результат можно усилить с помощью устройства передачи, которое снабжается одним кодером и распределяет кодированные данные, как показано на фиг. 4, или с помощью устройства приема, соответствующего такому устройству передачи.

В особенности когда $\lambda=0$ радианов и $\theta_{11}=0$ радианов, вышеприведенное уравнение может выражаться следующим образом.

Математическое выражение 587. Уравнение #22

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha e^{j0} \\ \alpha e^{j(\frac{2i\pi}{2n+1})} & e^{j(\frac{2i\pi}{2n+1} + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в соответствии с Уравнением #22 (а именно, $F[0]$, $F[1]$, ..., $F[i]$, ..., $F[N-1]$, $F[n]$) $F[0]$ используется один раз, а каждая из матриц с $F[1]$ по $F[n]$ используется дважды (то есть, $F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды и $F[n]$ используется дважды). В результате достигается схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$, и устройство приема может добиться отличного качества приема данных аналогично случаю, где количество временных интервалов в периоде (цикле) для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования является нечетным числом в Варианте 9 осуществления. В этом случае можно добиться высокого качества приема данных, даже если длина периода (цикла), относящегося к настоящему варианту осуществления, уменьшается приблизительно до половины длины периода (цикла), относящегося к Варианту 9 осуществления. Это может уменьшить количество матриц предварительного кодирования, которое нужно подготовить, что приводит к полезному результату в виде сокращения масштаба схем для устройства передачи и устройства приема.

В особенности, когда $\lambda=\pi$ радианов и $\theta_{11}=0$ радианов, верно следующее уравнение.

Математическое выражение 588. Уравнение #23

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в соответствии с Уравнением #23 (а именно, $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[N-1], F[n]$) $F[0]$ используется один раз, а каждая из матриц с $F[1]$ по $F[n]$ используется дважды (то есть, $F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды и $F[n]$ используется дважды). В результате достигается схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$, и устройство приема может добиться отличного качества приема данных аналогично случаю, где количество временных интервалов в периоде (цикле) для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования является нечетным числом в Варианте 9 осуществления. В этом случае можно добиться высокого качества приема данных, даже если длина периода (цикла), относящегося к настоящему варианту осуществления, уменьшается приблизительно до половины длины периода (цикла), относящегося к Варианту 9 осуществления. Это может уменьшить количество матриц предварительного кодирования, которое нужно подготовить, что приводит к полезному результату в виде сокращения масштаба схем для устройства передачи и устройства приема.

Кроме того, когда $\alpha=1$, как в показанных отношениях в Уравнении #19 и Уравнении #20, Уравнение #21 может выражаться следующим образом.

Математическое выражение 589. Уравнение #24

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & e^{j(\theta_{11}+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в соответствии с Уравнением #24 (а именно, $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[N-1], F[n]$) $F[0]$ используется один раз, а каждая из матриц с $F[1]$ по $F[n]$ используется дважды (то есть, $F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды и $F[n]$ используется дважды). В результате достигается схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$, и устройство приема может добиться отличного качества приема данных аналогично случаю, где количество временных интервалов в периоде (цикле) для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования является нечетным числом в Варианте 9 осуществления. В этом случае можно добиться высокого качества приема данных, даже если длина периода (цикла), относящегося к настоящему варианту осуществления, уменьшается приблизительно до половины длины периода (цикла), относящегося к Варианту 9 осуществления. Это может уменьшить количество матриц предварительного кодирования, которое нужно подготовить, что приводит к полезному результату в виде сокращения масштаба схем для устройства передачи и устройства приема.

Аналогичным образом, когда $\alpha=1$ в Уравнении #22, верно следующее уравнение.

Математическое выражение 590. Уравнение #25

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}+\pi\right)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в соответствии с Уравнением #25 (а именно, $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[N-1], F[n]$) $F[0]$ используется один раз, а каждая из матриц с $F[1]$ по $F[n]$ используется дважды (то есть, $F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды и $F[n]$ используется дважды). В результате достигается схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$, и устройство приема может добиться отличного качества приема данных аналогично случаю, где количество временных интервалов в периоде (цикле) для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования является нечетным числом в Варианте 9 осуществления. В этом случае можно добиться высокого качества приема данных, даже если длина периода (цикла), относящегося к настоящему варианту осуществления, уменьшается приблизительно до половины длины периода (цикла), относящегося к Варианту 9 осуществления. Это может уменьшить количество матриц предварительного кодирования, которое нужно подготовить, что приводит к полезному результату в виде сокращения масштаба схем для устройства передачи и устройства приема.

Аналогичным образом, когда $\alpha=1$ в Уравнении #23, верно следующее уравнение.

Математическое выражение 591. Уравнение #26

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в соответствии с Уравнением #26 (а именно, $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[N-1], F[n]$) $F[0]$ используется один раз, а каждая из матриц с $F[1]$ по $F[n]$ используется дважды (то есть, $F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды и $F[n]$ используется дважды). В результате достигается схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$, и устройство приема может добиться отличного качества приема данных аналогично случаю, где количество временных интервалов в периоде (цикле) для схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования является нечетным числом в Варианте 9 осуществления. В этом случае можно добиться высокого качества приема данных, даже если длина периода (цикла), относящегося к настоящему варианту осуществления, уменьшается приблизительно до половины длины периода (цикла), относящегося к Варианту 9 осуществления. Это может уменьшить количество матриц предварительного кодирования, которое нужно подготовить, что приводит к полезному результату в виде сокращения масштаба схем для устройства передачи и устройства приема.

Предпочтительный пример α , появляющейся в вышеприведенных примерах, можно получить с использованием любой из схем, описанных в Варианте 18 осуществления. Однако α не ограничивается получением таким способом.

В соответствии с настоящим вариантом осуществления, в случае схемы передачи с одной несущей матрицы $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ предварительного кодирования (которые составлены с помощью $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-1], F[n]$) для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$ (то есть, схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$), размещаются в порядке $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и матрицы $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ предварительного кодирования могут применяться к схеме передачи с несколькими несущими, например, к схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Хотя выше описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), где $N=2n+1$, такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$. Другими словами, $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $N=2n+1$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант С3 осуществления.

Настоящий вариант осуществления предоставляет подробные описания случая, где, как показано в Непатентной литературе с 12 по 15, используется квазициклический код с низкой плотностью проверок на четность (QC-LDPC или (блочный) код LDPC, отличный от кода QC-LDPC) и блочный код (например, каскадный код, состоящий из кода LDPC и кода Боуза-Чоудхури-Хоквингхема (BCH), и турбо-код), особенно когда применяется схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, описанная в Вариантах осуществления с 16 по 26 и С1. Этот вариант осуществления описывает пример передачи двух потоков, $s1$ и $s2$. Однако для случая кодирования с использованием блочных кодов, когда управляющая информация или т.п. не нужна, количество разрядов в кодирующем (кодированном) блоке совпадает с количеством разрядов, составляющих блочный код (однако туда может включаться перечисленная ниже управляющая информация или т.п.). Для случая кодирования с использованием блочных кодов, когда нужна управляющая информация или т.п. (например, контроль циклическим избыточным кодом (CRC), параметры передачи или т.п.), количество разрядов в кодирующем (кодированном) блоке является суммой количества разрядов, составляющих блочный код, и количества разрядов в управляющей информации или т.п.

Фиг. 97 показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодирующего (кодированного) блока при использовании блочного кодирования. Фиг. 97 "показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодирующего (кодированного) блока при использовании блочного кодирования" для случая, когда передаются два потока $s1$ и $s2$, как показано в устройстве передачи на фиг. 4, и устройство передачи

содержит один кодер. (В этом случае схема передачи может быть либо передачей по одной несущей, либо передачей с несколькими несущими, например OFDM).

Как показано на фиг. 97, количество разрядов, составляющих один блок, который кодирован посредством блочного кодирования, устанавливается в 6000. Чтобы передать эти 6000 разрядов, необходимо 3000 символов, когда схемой модуляции является QPSK, 1500 символов, когда схемой модуляции является 16QAM, и 1000 символов, когда схемой модуляции является 64QAM.

Поскольку устройство передачи на фиг. 4 одновременно передает два потока, 1500 из 3000 символов распределяются s_1 , и 1500 символов распределяются s_2 , когда схемой модуляции является QPSK. Поэтому 1500 временных интервалов (здесь используется термин "временной интервал") необходимо для передачи 1500 символов, переданных в s_1 , и 1500 символов, переданных в s_2 .

С помощью аналогичного рассуждения, когда схемой модуляции является 16QAM, 750 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, а когда схемой модуляции является 64QAM, 500 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один блок.

Ниже следующее описывает взаимосвязь между заданными выше временными интервалами и матрицами предварительного кодирования в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Здесь количество матриц предварительного кодирования, подготовленных для схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, устанавливается равным пяти. Другими словами, пять разных матриц предварительного кодирования готовятся для взвешивающего блока в устройстве передачи на фиг. 4 (взвешивающий блок выбирает одну из множества матриц предварительного кодирования и выполняет предварительное кодирование для каждого временного интервала). Эти пять разных матриц предварительного кодирования представляются как $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$ и $F[4]$.

Когда схемой модуляции является QPSK, среди 1500 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000 разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[0]$ предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[1]$ предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[2]$ предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[3]$ предварительного кодирования, и для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[4]$ предварительного кодирования. Причина в том, что если использование матриц предварительного кодирования несимметрично, то на качество приема данных значительно влияет матрица предварительного кодирования, которая использовалась большее количество раз.

Когда схемой модуляции является 16QAM, среди 750 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000 разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[0]$ предварительного кодирования, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[1]$ предварительного кодирования, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[2]$ предварительного кодирования, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[3]$ предварительного кодирования, и для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[4]$ предварительного кодирования.

Когда схемой модуляции является 64QAM, среди 500 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000 разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[0]$ предварительного кодирования, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[1]$ предварительного кодирования, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[2]$ предварительного кодирования, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[3]$ предварительного кодирования, и для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[4]$ предварительного кодирования.

Как описано выше, в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, если имеется N разных матриц предварительного кодирования (представленных как $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$ и $F[N-1]$), то при передаче всех разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, должно выполняться Условие #107, где K_0 - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[0]$ предварительного кодирования, K_1 - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[1]$ предварительного кодирования, K_i - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и K_{N-1} - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[N-1]$ предварительного кодирования.

Условие #107.

$K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{N-1}$, то есть $K_a=K_b$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $N-1$) и $a \neq b$).

Если система связи поддерживает множество схем модуляции, и схема модуляции, которая используется, выбирается из числа поддерживаемых схем модуляции, то следует выбирать схему модуляции, для которой выполняется Условие #107.

Когда поддерживается множество схем модуляции, то типично, что количество разрядов, которое может передаваться в одном символе, меняется от схемы модуляции к схеме модуляции (хотя также возможно, что количество разрядов является одинаковым), и поэтому некоторые схемы модуляции могут быть не способны соблюсти Условие #107. В таком случае вместо Условия #107 следует выполнять следующее условие.

Условие #108.

Разность между K_a и K_b равна 0 или 1, то есть $|K_a - K_b|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b = 0, 1, 2, \dots, N-1$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $N-1$) и $a \neq b$).

Фиг. 98 показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для двух кодирующих (кодированных) блоков при использовании блочного кодирования. Фиг. 98 "показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для двух кодирующих (кодированных) блоков при использовании блочного кодирования" для случая, когда передаются два потока, то есть $s1$ и $s2$, как показано в устройстве передачи на фиг. 3 и фиг. 13, и устройство передачи содержит два кодера. (В этом случае схема передачи может быть либо передачей по одной несущей, либо передачей с несколькими несущими, например OFDM).

Как показано на фиг. 98, количество разрядов, составляющих один блок, который кодирован посредством блочного кодирования, устанавливается в 6000. Чтобы передать эти 6000 разрядов, необходимо 3000 символов, когда схемой модуляции является QPSK, 1500 символов, когда схемой модуляции является 16QAM, и 1000 символов, когда схемой модуляции является 64QAM.

Устройство передачи на фиг. 3 или фиг. 13 передает два потока одновременно, и поскольку предоставляется два кодера, разные кодирующие (кодированные) блоки передаются в двух потоках. Соответственно, когда схемой модуляции является QPSK, два кодирующих (кодированных) блока передаются в $s1$ и $s2$ в рамках одного интервала. Например, первый кодирующий (кодированный) блок передается в $s1$, а второй кодирующий (кодированный) блок передается в $s2$, и поэтому 3000 временных интервалов необходимо для передачи первого и второго кодирующих (кодированных) блоков.

С помощью аналогичного рассуждения, когда схемой модуляции является 16QAM, 1500 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, а когда схемой модуляции является 64QAM, 1000 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих два блока.

Ниже следующее описывает взаимосвязь между заданными выше временными интервалами и матрицами предварительного кодирования в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Здесь количество матриц предварительного кодирования, подготовленных для схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, устанавливается равным пяти. Другими словами, пять разных матриц предварительного кодирования готовятся для взвешивающего блока в устройстве передачи на фиг. 3 или фиг. 13 (взвешивающий блок выбирает одну из множества матриц предварительного кодирования и выполняет предварительное кодирование для каждого временного интервала). Эти пять разных матриц предварительного кодирования представляются как $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$ и $F[4]$.

Когда схемой модуляции является QPSK, среди 3000 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000×2 разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[0]$ предварительного кодирования, для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[1]$ предварительного кодирования, для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[2]$ предварительного кодирования, для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[3]$ предварительного кодирования, и для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $F[4]$ предварительного кодирования. Причина в том, что если использование матриц предварительного кодирования несимметрично, то на качество приема данных значительно влияет матрица предварительного кодирования, которая использовалась большее количество раз.

Чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу $F[0]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $F[1]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $F[2]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $F[3]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз, и временному интервалу, использующему матрицу $F[4]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз. Чтобы передать второй кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу $F[0]$ предварительного кодирования, следует появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $F[1]$ предварительного кодирования, следует появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $F[2]$ предварительного кодирования, следует появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $F[3]$ предварительного кодирования, следует появиться 600 раз, и временному интервалу, использующему матрицу $F[4]$ предвари-

тельного кодирования, следует появиться 600 раз.

Аналогичным образом, когда схемой модуляции является 16QAM, среди 1500 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000×2 разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[0] предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[1] предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[2] предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[3] предварительного кодирования, и для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[4] предварительного кодирования.

Чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу F[0] предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[1] предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[2] предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[3] предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз, и временному интервалу, использующему матрицу F[4] предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз. Чтобы передать второй кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу F[0] предварительного кодирования, следует появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[1] предварительного кодирования, следует появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[2] предварительного кодирования, следует появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[3] предварительного кодирования, следует появиться 300 раз, и временному интервалу, использующему матрицу F[4] предварительного кодирования, следует появиться 300 раз.

Аналогичным образом, когда схемой модуляции является 64QAM, среди 1000 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000×2 разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[0] предварительного кодирования, для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[1] предварительного кодирования, для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[2] предварительного кодирования, для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[3] предварительного кодирования, и для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[4] предварительного кодирования.

Чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу F[0] предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[1] предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[2] предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[3] предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, и временному интервалу, использующему матрицу F[4] предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз. Чтобы передать второй кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу F[0] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[1] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[2] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[3] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, и временному интервалу, использующему матрицу F[4] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз.

Как описано выше, в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, если имеется N разных матриц предварительного кодирования (представленных как F[0], F[1], F[2], ..., F[N-2] и F[N-1]), то при передаче всех разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, должно выполняться Условие #109, где K_0 - количество временных интервалов, использующих матрицу F[0] предварительного кодирования, K_1 - количество временных интервалов, использующих матрицу F[1] предварительного кодирования, K_i - количество временных интервалов, использующих матрицу F[i] предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и K_{N-1} - количество временных интервалов, использующих матрицу F[N-1] предварительного кодирования.

Условие #109.

$K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{N-1}$, то есть $K_a=K_b$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до N-1) и $a \neq b$).

При передаче всех разрядов, составляющих первый кодирующий (кодированный) блок, должно выполняться Условие #110, где $K_{0,1}$ - количество раз, которое используется матрица F[0] предварительного кодирования, $K_{1,1}$ - количество раз, которое используется матрица F[1] предварительного кодирования, $K_{i,1}$ количество раз, которое используется матрица F[i] предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и $K_{N-1,1}$ - количество раз, которое используется матрица F[N-1] предварительного кодирования.

Условие #110.

$K_{0,1}=K_{1,1}=\dots=K_{i,1}=\dots=K_{N-1,1}$, то есть $K_{a,1}=K_{b,1}$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (каждое из a и b явля-

ется целым числом в диапазоне от 0 до $N-1$) и $a \neq b$).

При передаче всех разрядов, составляющих второй кодирующий (кодированный) блок, должно выполняться Условие #111, где $K_{0,2}$ - количество раз, которое используется матрица $F[0]$ предварительного кодирования, $K_{1,2}$ - количество раз, которое используется матрица $F[1]$ предварительного кодирования, $K_{i,2}$ - количество раз, которое используется матрица $F[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и $K_{N-1,2}$ - количество раз, которое используется матрица $F[N-1]$ предварительного кодирования.

Условие #111.

$K_{0,2}=K_{1,2}=\dots=K_{i,2}=\dots=K_{N-1,2}$, то есть $K_{a,2}=K_{b,2}$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $N-1$) и $a \neq b$).

Если система связи поддерживает множество схем модуляции, и схема модуляции, которая используется, выбирается из числа поддерживаемых схем модуляции, то выбранная схема модуляции предпочтительно удовлетворяет Условиям #109, #110 и #111.

Когда поддерживается множество схем модуляции, то типично, что количество разрядов, которое может передаваться в одном символе, меняется от схемы модуляции к схеме модуляции (хотя также возможно, что количество разрядов является одинаковым), и поэтому некоторые схемы модуляции могут быть не способны соблюсти Условия #109, #110 и #111. В таком случае вместо Условий #109, #110 и #111 следует выполнять следующие условия.

Условие #112.

Разность между K_a и K_b равна 0 или 1, то есть $|K_a - K_b|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $N-1$) и $a \neq b$).

Условие #113.

Разность между $K_{a,1}$ и $K_{b,1}$ равна 0 или 1, то есть $|K_{a,1} - K_{b,1}|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $N-1$) и $a \neq b$).

Условие #114.

Разность между $K_{a,2}$ и $K_{b,2}$ равна 0 или 1, то есть $|K_{a,2} - K_{b,2}|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $N-1$) и $a \neq b$).

Ассоциирование кодирующих (кодированных) блоков с матрицами предварительного кодирования таким образом устраняет смещение в матрицах предварительного кодирования, которые используются для передачи кодирующих (кодированных) блоков, посредством этого достигая полезного результата в виде повышения качества приема данных с помощью устройства приема.

В настоящем варианте осуществления в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования N разных матриц предварительного кодирования необходимо для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом). В этом случае $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ готовятся в качестве N разных матриц предварительного кодирования. Эти матрицы предварительного кодирования могут располагаться в частотной области в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$, но размещение этим не ограничивается. С помощью N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем Варианте осуществления, веса предварительного кодирования можно изменить путем размещения символов во временной области или в частотно-временных областях, как в Варианте 1 осуществления. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле). Здесь, когда соблюдаются условия, предоставленные в настоящем варианте осуществления, устройство приема имеет высокую вероятность достижения отличного качества приема данных.

Кроме того, как описано в Варианте 15 осуществления, может существовать система MIMO с пространственным мультиплексированием, система MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, схема пространственно-временного блочного кодирования, режим передачи только одного потока и режимы для схем постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, и устройство передачи (вещательная станция, базовая станция) может выбирать схему передачи из этих режимов. В этом случае в системе MIMO с пространственным мультиплексированием, системе MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, схеме пространственно-временного блочного кодирования, режиме передачи только одного потока и режимах для схем постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования предпочтительно реализовать настоящий вариант осуществления в (под)несущих, для которых выбирается схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Вариант C4 осуществления.

Настоящий вариант осуществления предоставляет подробные описания случая, где, как показано в Непатентной литературе с 12 по 15, используется код QC-LDPC (или (блочный) код LDPC, отличный от кода QC-LDPC) и блочный код (например, каскадный код, состоящий из кода LDPC и кода BCH, и турбо-код), особенно, когда применяется схема постоянного переключения между матрицами предвари-

тельного кодирования, описанная в Варианте С2 осуществления. Этот вариант осуществления описывает пример передачи двух потоков, s_1 и s_2 . Однако для случая кодирования с использованием блочных кодов, когда управляющая информация или т.п. не нужна, количество разрядов в кодирующем (кодированном) блоке совпадает с количеством разрядов, составляющих блочный код (однако туда может включаться перечисленная ниже управляющая информация или т.п.). Для случая кодирования с использованием блочных кодов, когда нужна управляющая информация или т.п. (например, контроль циклическим избыточным кодом (CRC), параметры передачи или т.п.), количество разрядов в кодирующем (кодированном) блоке является суммой количества разрядов, составляющих блочный код, и количества разрядов в управляющей информации или т.п.

Фиг. 97 показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодирующего (кодированного) блока при использовании блочного кодирования. Фиг. 97 "показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодирующего (кодированного) блока при использовании блочного кодирования" для случая, когда передаются два потока s_1 и s_2 , как показано в устройстве передачи на фиг. 4, и устройство передачи содержит один кодер. (В этом случае схема передачи может быть либо передачей по одной несущей, либо передачей с несколькими несущими, например OFDM).

Как показано на фиг. 97, количество разрядов, составляющих один блок, который кодирован посредством блочного кодирования, устанавливается в 6000. Чтобы передать эти 6000 разрядов, необходимо 3000 символов, когда схемой модуляции является QPSK, 1500 символов, когда схемой модуляции является 16QAM, и 1000 символов, когда схемой модуляции является 64QAM.

Поскольку устройство передачи на фиг. 4 одновременно передает два потока, 1500 из 3000 символов распределяются s_1 , и 1500 символов распределяются s_2 , когда схемой модуляции является QPSK. Поэтому 1500 временных интервалов (здесь используется термин "временной интервал") необходимо для передачи 1500 символов, переданных в s_1 , и 1500 символов, переданных в s_2 .

С помощью аналогичного рассуждения, когда схемой модуляции является 16QAM, 750 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, а когда схемой модуляции является 64QAM, 500 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один блок.

Нижеследующее описывает взаимосвязь между заданными выше временными интервалами и матрицами предварительного кодирования в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Здесь пять матриц предварительного кодирования для реализации схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с пяти-интервальным периодом (циклом), как описано в Варианте С2 осуществления, выражаются в виде $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$ и $W[4]$ (взвешивающий блок в устройстве передачи выбирает одну из множества матриц предварительного кодирования и выполняет предварительное кодирование для каждого временного интервала).

Когда схемой модуляции является QPSK, среди 1500 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000 разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[4]$ предварительного кодирования. Причина в том, что если использование матриц предварительного кодирования несимметрично, то на качество приема данных значительно влияет матрица предварительного кодирования, которая использовалась большее количество раз.

Когда схемой модуляции является 16QAM, среди 750 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000 разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Когда схемой модуляции является 64QAM, среди 500 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000 разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Как описано выше, в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного коди-

рования, относящейся к Варианту С2 осуществления, если матрицы $W[0]$, $W[1]$, ..., $W[2N-1]$ и $W[2n]$ предварительного кодирования (которые составлены с помощью $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-1]$ и $F[n]$; см. Вариант С2 осуществления) готовятся для достижения N -интервального периода (цикла), где $N=2n+1$, то при передаче всех разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, должно выполняться Условие #115, где K_0 - количество временных интервалов, использующих матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, K_1 - количество временных интервалов, использующих матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, K_i - количество временных интервалов, использующих матрицу $W[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$), и K_{2n} - количество временных интервалов, использующих матрицу $W[2n]$ предварительного кодирования.

Условие #115.

$K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{2n}$, то есть $K_a=K_b$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $2n$) и $a \neq b$).

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, относящейся к Варианту С2 осуществления, если разные матрицы $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-1]$ и $F[n]$ предварительного кодирования готовятся для достижения N -интервального периода (цикла), где $N=2n+1$, то при передаче всех разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, Условие #115 может выражаться следующим образом, где G_0 - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[0]$ предварительного кодирования, G_1 - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[1]$ предварительного кодирования, G_i - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1, n$), и G_n - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[n]$ предварительного кодирования.

Условие #116.

$2 \times G_0=G_1=\dots=G_i=\dots=G_n$, то есть $2 \times G_0=G_a$ (для $\forall a$, где $a=1, 2, \dots, N-1, n$ (a - целое число в диапазоне от 1 до n)).

Если система связи поддерживает множество схем модуляции, и схема модуляции, которая используется, выбирается из числа поддерживаемых схем модуляции, то следует выбирать схему модуляции, для которой выполняется Условие #115 (#116).

Когда поддерживается множество схем модуляции, то типично, что количество разрядов, которое может передаваться в одном символе, меняется от схемы модуляции к схеме модуляции (хотя также возможно, что количество разрядов является одинаковым), и поэтому некоторые схемы модуляции могут быть не способны соблюсти Условие #115 (#116). В таком случае вместо Условия #115 следует выполнять следующее условие.

Условие #117

Разность между K_a и K_b равна 0 или 1, то есть $|K_a-K_b|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $2n$) и $a \neq b$).

Условие #117 также может выражаться следующим образом.

Условие #118.

Разность между G_a и G_b равна 0, 1 или 2, то есть $|G_a-G_b|$ равно 0, 1 или 2 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=1, 2, \dots, N-1, n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 1 до n) и $a \neq b$); и

разность между $2 \times G_0$ и G_a равна 0, 1 или 2, то есть $|2 \times G_0-G_a|$ равно 0, 1 или 2 (для $\forall a$, где $a=1, 2, \dots, N-1, n$ (a - целое число в диапазоне от 1 до n)).

Фиг. 98 показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодирующего (кодированного) блока при использовании блочного кодирования. Фиг. 98 "показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для двух кодирующих (кодированных) блоков при использовании блочного кодирования" для случая, когда передаются два потока, то есть $s1$ и $s2$, как показано в устройстве передачи на фиг. 3 и фиг. 13, и устройство передачи содержит два кодера. (В этом случае схема передачи может быть либо передачей по одной несущей, либо передачей с несколькими несущими, например OFDM).

Как показано на фиг. 98, количество разрядов, составляющих один блок, который кодирован посредством блочного кодирования, устанавливается в 6000. Чтобы передать эти 6000 разрядов, необходимо 3000 символов, когда схемой модуляции является QPSK, 1500 символов, когда схемой модуляции является 16QAM, и 1000 символов, когда схемой модуляции является 64QAM.

Устройство передачи на фиг. 3 или фиг. 13 передает два потока одновременно, и поскольку предоставляется два кодера, разные кодирующие (кодированные) блоки передаются в двух потоках. Соответственно, когда схемой модуляции является QPSK, два кодирующих (кодированных) блока передаются в $s1$ и $s2$ в рамках одного интервала. Например, первый кодирующий (кодированный) блок передается в $s1$, а второй кодирующий (кодированный) блок передается в $s2$, и поэтому 3000 временных интервалов необходимо для передачи первого и второго кодирующих (кодированных) блоков.

С помощью аналогичного рассуждения, когда схемой модуляции является 16QAM, 1500 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, а когда схемой модуляции является 64QAM, 1000 временных интервалов необходимо для переда-

чи всех разрядов, составляющих два блока. Нижеследующее описывает взаимосвязь между заданными выше временными интервалами и матрицами предварительного кодирования в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Ниже пять матриц предварительного кодирования, подготовленных в Варианте С2 осуществления для реализации схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с пятиинтервальным периодом (циклом), выражаются как $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$ и $W[4]$. (Взвешивающий блок в устройстве передачи выбирает одну из множества матриц предварительного кодирования и выполняет предварительное кодирование для каждого временного интервала).

Когда схемой модуляции является QPSK, среди 3000 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000×2 разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и для 600 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[4]$ предварительного кодирования. Причина в том, что если использование матриц предварительного кодирования несимметрично, то на качество приема данных значительно влияет матрица предварительного кодирования, которая использовалась большее количество раз.

Чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз, и временному интервалу, использующему матрицу $W[4]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 600 раз. Чтобы передать второй кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, следует появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, следует появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, следует появиться 600 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, следует появиться 600 раз, и временному интервалу, использующему матрицу $W[4]$ предварительного кодирования, следует появиться 600 раз.

Аналогичным образом, когда схемой модуляции является 16QAM, среди 1500 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000×2 разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз, и временному интервалу, использующему матрицу $W[4]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 300 раз. Чтобы передать второй кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, следует появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, следует появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, следует появиться 300 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, следует появиться 300 раз, и временному интервалу, использующему матрицу $W[4]$ предварительного кодирования, следует появиться 300 раз.

Аналогичным образом, когда схемой модуляции является 64QAM, среди 1000 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000×2 разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и для 200 временных интервалов необходимо использовать матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, и временному интервалу, использующему матрицу $W[4]$ предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз. Чтобы передать второй кодирующий (кодированный) блок, временному интервалу, использующему матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, и временному интервалу, использующему матрицу $W[4]$ предварительного кодирования, следует появиться 200 раз.

Как описано выше, в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, относящейся к Варианту C2 осуществления, если матрицы $W[0]$, $W[1]$, ..., $W[2N-1]$ и $W[2n]$ предварительного кодирования (которые составлены с помощью $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-1]$ и $F[n]$; см. Вариант C2 осуществления) готовятся для достижения N-интервального периода (цикла), где $N=2n+1$, то при передаче всех разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, должно выполняться Условие #119, где K_0 - количество временных интервалов, использующих матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, K_1 - количество временных интервалов, использующих матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, K_i - количество временных интервалов, использующих матрицу $W[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$), и K_{2n} - количество временных интервалов, использующих матрицу $W[2n]$ предварительного кодирования.

Условие #119.

$K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{2n}$, то есть $K_a=K_b$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $2n$) и $a \neq b$).

При передаче всех разрядов, составляющих первый кодирующий (кодированный) блок, должно выполняться Условие #120, где $K_{0,1}$ - количество раз, которое используется матрица $W[0]$ предварительного кодирования, $K_{1,1}$ - количество раз, которое используется матрица $W[1]$ предварительного кодирования, $K_{i,1}$ - количество раз, которое используется матрица $W[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$), и $K_{2n,1}$ - количество раз, которое используется матрица $W[2n]$ предварительного кодирования.

Условие #120.

$K_{0,1}=K_{1,1}=\dots=K_{i,1}=\dots=K_{2n,1}$, то есть $K_{a,1}=K_{b,1}$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $2n$) и $a \neq b$).

При передаче всех разрядов, составляющих второй кодирующий (кодированный) блок, должно выполняться Условие #121, где $K_{0,2}$ - количество раз, которое используется матрица $W[0]$ предварительного кодирования, $K_{1,2}$ - количество раз, которое используется матрица $W[1]$ предварительного кодирования, $K_{i,2}$ - количество раз, которое используется матрица $W[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$), и $K_{2n,2}$ - количество раз, которое используется матрица $W[2n]$ предварительного кодирования.

Условие #121.

$K_{0,2}=K_{1,2}=\dots=K_{i,2}=\dots=K_{2n,2}$, то есть $K_{a,2}=K_{b,2}$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $2n$) и $a \neq b$).

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, относящейся к Варианту C2 осуществления, если разные матрицы $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-1]$ и $F[n]$ предварительного кодирования готовятся для достижения N-интервального периода (цикла), где $N=2n+1$, то при передаче всех разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, Условие #119 может выражаться следующим образом, где G_0 - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[0]$ предварительного кодирования, G_1 - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[1]$ предварительного кодирования, G_i - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1, n$), и G_n - количество временных интервалов, использующих матрицу $F[n]$ предварительного кодирования.

Условие #122.

$2 \times G_0=G_1=\dots=G_i=\dots=G_n$, то есть $2 \times G_0=G_a$ (для $\forall a$, где $a=1, 2, \dots, N-1, n$ (a - целое число в диапазоне от 1 до n)).

При передаче всех разрядов, составляющих первый кодирующий (кодированный) блок, должно выполняться Условие #123, где $G_{0,1}$ - количество раз, которое используется матрица $F[0]$ предварительного кодирования, $G_{1,1}$ - количество раз, которое используется матрица $F[1]$ предварительного кодирования, $G_{i,1}$ - количество раз, которое используется матрица $F[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1, n$), и $G_{n,1}$ - количество раз, которое используется матрица $F[n]$ предварительного кодирования.

Условие #123.

$2 \times G_{0,1}=G_{1,1}=\dots=G_{i,1}=\dots=G_{n,1}$, то есть $2 \times G_{0,1}=G_{a,1}$ (для $\forall a$, где $a=1, 2, \dots, N-1, n$ (a - целое число в диа-

пазоне от 1 до n)).

При передаче всех разрядов, составляющих второй кодирующий (кодированный) блок, должно выполняться Условие #124, где $G_{0,2}$ - количество раз, которое используется матрица $F[0]$ предварительного кодирования, $G_{1,2}$ - количество раз, которое используется матрица $F[1]$ предварительного кодирования, $G_{i,2}$ - количество раз, которое используется матрица $F[i]$ предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1, n$), и $G_{n,2}$ - количество раз, которое используется матрица $F[n]$ предварительного кодирования.

Условие #124.

$2 \times G_{0,2} = G_{1,2} = \dots = G_{i,2} = \dots = G_{n,2}$, то есть $2 \times G_{0,2} = G_{a,2}$ (для $\forall a$, где $a=1, 2, \dots, N-1, n$ (a - целое число в диапазоне от 1 до n)).

Если система связи поддерживает множество схем модуляции, и схема модуляции, которая используется, выбирается из числа поддерживаемых схем модуляции, то следует выбирать схему модуляции, для которой выполняются Условия #119, #120 и #121 (#122, #123 и #124). Когда поддерживается множество схем модуляции, то типично, что количество разрядов, которое может передаваться в одном символе, меняется от схемы модуляции к схеме модуляции (хотя также возможно, что количество разрядов является одинаковым), и поэтому некоторые схемы модуляции могут быть не способны соблюсти Условия #119, #120 и #121 (#122, #123 и #124). В таком случае вместо Условий #119, #120 и #121 следует выполнять следующие условия.

Условие #125.

Разность между K_a и K_b равна 0 или 1, то есть $|K_a - K_b|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $2n$) и $a \neq b$).

Условие #126.

Разность между $K_{a,1}$ и $K_{b,1}$ равна 0 или 1, то есть $|K_{a,1} - K_{b,1}|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $2n$) и $a \neq b$).

Условие #127.

Разность между $K_{a,2}$ и $K_{b,2}$ равна 0 или 1, то есть $|K_{a,2} - K_{b,2}|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, 2N-1, 2n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 0 до $2n$) и $a \neq b$). Условия #125, #126 и #127 также могут выражаться следующим образом.

Условие #128.

Разность между G_a и G_b равна 0, 1 или 2, то есть $|G_a - G_b|$ равно 0, 1 или 2 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=1, 2, \dots, N-1, n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 1 до n) и $a \neq b$); и разность между $2 \times G_0$ и G_a равна 0, 1 или 2, то есть $|2 \times G_0 - G_a|$ равно 0, 1 или 2 (для $\forall a$, где $a=1, 2, \dots, N-1, n$ (a - целое число в диапазоне от 1 до n)).

Условие #129.

Разность между $G_{a,1}$ и $G_{b,1}$ равна 0, 1 или 2, то есть $|G_{a,1} - G_{b,1}|$ равно 0, 1 или 2 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=1, 2, \dots, N-1, n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 1 до n) и $a \neq b$); и разность между $2 \times G_{0,1}$ и $G_{a,1}$ равна 0, 1 или 2, то есть $|2 \times G_{0,1} - G_{a,1}|$ равно 0, 1 или 2 (для $\forall a$, где $a=1, 2, \dots, N-1, n$ (a - целое число в диапазоне от 1 до n)).

Условие #130.

Разность между $G_{a,2}$ и $G_{b,2}$ равна 0, 1 или 2, то есть $|G_{a,2} - G_{b,2}|$ равно 0, 1 или 2 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=1, 2, \dots, N-1, n$ (каждое из a и b является целым числом в диапазоне от 1 до n) и $a \neq b$); и разность между $2 \times G_{0,2}$ и $G_{a,2}$ равна 0, 1 или 2, то есть $|2 \times G_{0,2} - G_{a,2}|$ равно 0, 1 или 2 (для $\forall a$, где $a=1, 2, \dots, N-1, n$ (a - целое число в диапазоне от 1 до n)).

Ассоциирование кодирующих (кодированных) блоков с матрицами предварительного кодирования таким образом устраняет смещение в матрицах предварительного кодирования, которые используются для передачи кодирующих (кодированных) блоков, посредством этого достигая полезного результата в виде повышения качества приема данных с помощью устройства приема.

В настоящем варианте осуществления матрицы $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ предварительного кодирования (отметим, что $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ состоят из $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-1], F[n]$) для схемы переключения предварительного кодирования с периодом (циклом) в $N=2n+1$ временных интервалов, как описано в Варианте С2 осуществления (схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования с периодом (циклом) в $N=2n+1$ временных интервалов), размещаются в порядке $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ во временной области (или в частотной области) в схеме передачи по одной несущей. Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и матрицы $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ предварительного кодирования можно приспособить к схеме передачи с несколькими несущими, например, к схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с периодом (циклом) в $N=2n+1$ временных интервалов, но такой же полезный результат можно получить путем случайного использования матриц $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ предварительного кодирования. Другими словами, матрицы $W[0], W[1], \dots, W[2N-1], W[2n]$ предварительного кодирования не нужно исполь-

зовать в постоянном периоде (цикле). В этом случае, когда выполняются условия, описанные в настоящем варианте осуществления, высока вероятность того, что устройство приема добивается отличного качества приема данных.

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $N=2n+1$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $n+1$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность обеспечения отличного качества приема.

Как описано в Варианте 15 осуществления, имеются режимы, например система MIMO с пространственным мультиплексированием, система MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования, схема пространственно-временного блочного кодирования, схема передачи одного потока и схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Устройство передачи (вещательная станция, базовая станция) может выбирать одну схему передачи из этих режимов. В этом случае из системы MIMO с пространственным мультиплексированием, системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования, схемы пространственно-временного блочного кодирования, схемы передачи одного потока и схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования группа (под)несущих, выбирающая схему постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, может реализовать настоящий вариант осуществления.

Вариант C5 осуществления.

Как показано в Непатентной литературе с 12 по 15, настоящий вариант осуществления описывает случай, где Вариант C3 осуществления и Вариант C4 осуществления обобщаются при использовании квазициклического кода с низкой плотностью проверок на четность (QC-LDPC, или (блочного) кода LDPC, отличного от кода QC-LDPC), блочного кода, например, каскадного кода, состоящего из кода LDPC и кода Боуза-Чоудхури-Хоквингхема (BCH), и блочного кода, например турбо-кода. Нижеследующее в качестве примера описывает случай передачи двух потоков s_1 и s_2 . Отметим, что когда управляющая информация и т.п. не требуется для выполнения кодирования с использованием блочного кода, количество разрядов, составляющих кодирующий (кодированный) блок, является таким же, как количество разрядов, составляющих блочный код (однако может включаться описанная ниже управляющая информация и т.п.). Когда управляющая информация и т.п. (например CRC (контроль циклическим избыточным кодом), параметр передачи) требуется для выполнения кодирования с использованием блочного кода, количество разрядов, составляющих кодирующий (кодированный) блок, может быть суммой количества разрядов, составляющих блочный код, и количества разрядов в управляющей информации и т.п.

Фиг. 97 показывает изменение количества символов и временных интервалов, необходимых для одного кодирующего (кодированного) блока, когда используется блочный код. Фиг. 97 показывает изменение количества символов и временных интервалов, необходимых для одного кодирующего (кодированного) блока, когда блочный код используется в случае, где передаются два потока s_1 и s_2 , а устройство передачи содержит единственный кодер, как показано в устройстве передачи на фиг. 4 (отметим, что в этом случае в качестве системы передачи может использоваться либо передача по одной несущей, либо передача с несколькими несущими, например OFDM).

Как показано на фиг. 97, пусть количество разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок в блочном коде, будет равно 6000 разрядам. Чтобы передать 6000 разрядов, необходимо 3000 символов, 1500 символов и 1000 символов, когда схемой модуляции является QPSK, 16QAM и 64QAM, соответственно.

Поскольку два потока должны передаваться одновременно в устройстве передачи, показанном на фиг. 4, когда схемой модуляции является QPSK, из вышеупомянутых 3000 символов 1500 символов распределяются s_1 , а оставшиеся 1500 символов распределяются s_2 . Поэтому 1500 временных интервалов (называемых временными интервалами) необходимо для передачи 1500 символов с помощью s_1 и передачи 1500 символов с помощью s_2 .

Используя те же соображения, 750 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, когда схемой модуляции является 16QAM, и 500 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один блок, когда схемой модуляции является 64QAM.

Нижеследующее описывает взаимосвязь между заданными выше временными интервалами и матрицами предварительного кодирования в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Здесь пусть матрицами предварительного кодирования для схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с пяти-интервальным периодом (циклом) будут $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$. Отметим, что по меньшей мере две или более разные матрицы предварительного кодирования могут включаться в $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ (в $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ могут включаться одинаковые матрицы предварительного кодирования). В блоке объединения со взвешиванием из устройства передачи на фиг. 4 используются $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ (блок объединения со

взвешиванием выбирает одну матрицу предварительного кодирования из множества матриц предварительного кодирования в каждом временном интервале и выполняет предварительное кодирование).

Среди вышеупомянутых 1500 временных интервалов, необходимых для передачи 6000 разрядов, что является количеством разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, когда схемой модуляции является QPSK, 300 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования. Причина в том, что если смещаются матрицы предварительного кодирования, которые нужно использовать, то на качество приема данных значительно влияет большое количество матриц предварительного кодирования, которые нужно использовать.

Аналогичным образом среди вышеупомянутых 750 временных интервалов, необходимых для передачи 6000 разрядов, что является количеством разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, когда схемой модуляции является 16QAM, 150 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Аналогичным образом среди вышеупомянутых 500 временных интервалов, необходимых для передачи 6000 разрядов, что является количеством разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, когда схемой модуляции является 64QAM, 100 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Как описано выше, матрицы предварительного кодирования в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом) представляются как $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, ..., $W[N-2]$, $W[N-1]$.

Отметим, что $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, ..., $W[N-2]$, $W[N-1]$ состоят по меньшей мере из двух или более разных матриц предварительного кодирования (в $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, ..., $W[N-2]$, $W[N-1]$ могут включаться одинаковые матрицы предварительного кодирования). Когда передаются все разряды, составляющие один кодирующий (кодированный) блок, пусть количество временных интервалов, использующих матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, будет равно K_0 , количество временных интервалов, использующих матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, будет равно K_1 , количество временных интервалов, использующих матрицу $W[i]$ предварительного кодирования, будет равно K_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и количество временных интервалов, использующих матрицу $W[N-1]$ предварительного кодирования, будет равно K_{N-1} , тогда должно выполняться следующее условие.

Условие #131.

$K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{N-1}$, то есть $K_a=K_b$ для $\forall a, \forall b$ ($a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a, b являются целыми числами от 0 до $N-1$); $a \neq b$).

Когда система связи поддерживает множество схем модуляции, и выбирается и используется схема модуляции из числа поддерживаемых схем модуляции, должно выполняться Условие #94.

Однако, когда поддерживается множество схем модуляции, поскольку количество разрядов, которое может передавать один символ, обычно разное в зависимости от схем модуляции (в некоторых случаях количество разрядов может быть одинаковым), то может существовать схема модуляции, которая не способна соблюсти Условие #131. В таком случае вместо выполнения Условия #131 может выполняться следующее условие.

Условие #132.

Разность между K_a и K_b равна 0 или 1, то есть $|K_a-K_b|$ равно 0 или 1 для $\forall a, \forall b$ ($a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a, b являются целыми числами от 0 до $N-1$); $a \neq b$).

Фиг. 98 показывает изменение количества символов и временных интервалов, необходимых для двух кодирующих (кодированных) блоков, когда используется блочный код. Фиг. 98 показывает изменение количества символов и временных интервалов, необходимых для двух кодирующих (кодированных) блоков, когда блочный код используется в случае, где передаются два потока $s1$ и $s2$, а устройство передачи содержит два кодера, как показано в устройстве передачи на фиг. 3 и устройстве передачи на фиг. 13 (отметим, что в этом случае в качестве системы передачи может использоваться либо передача по одной несущей, либо передача с несколькими несущими, например OFDM).

Как показано на фиг. 98, пусть количество разрядов, составляющих один кодирующий (кодирован-

ный) блок в блочном коде, будет равно 6000 разрядам. Чтобы передать 6000 разрядов, необходимо 3000 символов, 1500 символов и 1000 символов, когда схемой модуляции является QPSK, 16QAM и 64QAM соответственно.

Поскольку два потока должны передаваться одновременно в устройстве передачи, показанном на фиг. 3, и в устройстве передачи на фиг. 13, и имеется два кодера, то должны передаваться разные кодирующие (кодированные) блоки. Поэтому, когда схемой модуляции является QPSK, s_1 и s_2 передают два кодирующих (кодированных) блока в рамках одного интервала. Например, s_1 передает первый кодирующий (кодированный) блок, а s_2 передает второй кодирующий (кодированный) блок. Поэтому 3000 временных интервалов необходимо для передачи первого кодирующего (кодированного) блока и второго кодирующего (кодированного) блока.

Используя те же соображения, 1500 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, когда схемой модуляции является 16QAM, и 1000 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих 2 блока, когда схемой модуляции является 64QAM.

Нижеследующее описывает взаимосвязь между заданными выше временными интервалами и матрицами предварительного кодирования в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Здесь пусть матрицами предварительного кодирования для схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с пятиинтервальным периодом (циклом) будут $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$. Отметим, что по меньшей мере две или более разные матрицы предварительного кодирования могут включаться в $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ (в $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ могут включаться одинаковые матрицы предварительного кодирования). В блоке объединения со взвешиванием из устройства передачи на фиг. 3 и устройства передачи на фиг. 13 используются $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ (блок объединения со взвешиванием выбирает одну матрицу предварительного кодирования из множества матриц предварительного кодирования в каждом временном интервале и выполняет предварительное кодирование).

Среди вышеупомянутых 3000 временных интервалов, необходимых для передачи 6000×2 разрядов, что является количеством разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, когда схемой модуляции является QPSK, 600 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования. Причина в том, что если смещаются матрицы предварительного кодирования, которые нужно использовать, то на качество приема данных значительно влияет большое количество матриц предварительного кодирования, которые нужно использовать.

Также, чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, 600 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования. Чтобы передать второй кодирующий (кодированный) блок, 600 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Аналогичным образом среди вышеупомянутых 1500 временных интервалов, необходимых для передачи 6000×2 разрядов, что является количеством разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, когда схемой модуляции является 64QAM, 300 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Также, чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, 300 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования. Чтобы передать второй кодирующий (кодированный)

блок, 300 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Аналогичным образом среди вышеупомянутых 1000 временных интервалов, необходимых для передачи 6000×2 разрядов, что является количеством разрядов, составляющих два кодирующих (кодированных) блока, когда схемой модуляции является 64QAM, 200 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Также, чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, 200 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования. Чтобы передать второй кодирующий (кодированный) блок, 200 временных интервалов необходимо для каждого из временного интервала, использующего матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[2]$ предварительного кодирования, временного интервала, использующего матрицу $W[3]$ предварительного кодирования, и временного интервала, использующего матрицу $W[4]$ предварительного кодирования.

Как описано выше, матрицы предварительного кодирования в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом) представляются как $W[0], W[1], W[2], \dots, W[N-2], W[N-1]$.

Отметим, что $W[0], W[1], W[2], \dots, W[N-2], W[N-1]$ состоят по меньшей мере из двух или более разных матриц предварительного кодирования (в $W[0], W[1], W[2], \dots, W[N-2], W[N-1]$ могут включаться одинаковые матрицы предварительного кодирования). Когда передаются все разряды, составляющие два кодирующих (кодированных) блока, пусть количество временных интервалов, использующих матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, будет равно K_0 , количество временных интервалов, использующих матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, будет равно K_1 , количество временных интервалов, использующих матрицу $W[i]$ предварительного кодирования, будет равно K_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и количество временных интервалов, использующих матрицу $W[N-1]$ предварительного кодирования, будет равно K_{N-1} , тогда должно выполняться следующее условие.

Условие #133.

$K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{N-1}$, то есть $K_a=K_b$ для $\forall a, \forall b$ ($a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a, b являются целыми числами от 0 до $N-1$); $a \neq b$).

Когда передаются все разряды, составляющие первый кодирующий (кодированный) блок, пусть количество временных интервалов, использующих матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, будет равно $K_{0,1}$, количество временных интервалов, использующих матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, будет равно $K_{1,1}$, количество временных интервалов, использующих матрицу $W[i]$ предварительного кодирования, будет равно $K_{i,1}$ ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и количество временных интервалов, использующих матрицу $W[N-1]$ предварительного кодирования, будет равно $K_{N-1,1}$, тогда должно выполняться следующее условие.

Условие #134.

$K_{0,1}=K_{1,1}=\dots=K_{i,1}=\dots=K_{N-1,1}$, то есть $K_{a,1}=K_{b,1}$ для $\forall a, \forall b$ ($a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a, b являются целыми числами от 0 до $N-1$); $a \neq b$).

Когда передаются все разряды, составляющие второй кодирующий (кодированный) блок, пусть количество временных интервалов, использующих матрицу $W[0]$ предварительного кодирования, будет равно $K_{0,2}$, количество временных интервалов, использующих матрицу $W[1]$ предварительного кодирования, будет равно $K_{1,2}$, количество временных интервалов, использующих матрицу $W[i]$ предварительного кодирования, будет равно $K_{i,2}$ ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и количество временных интервалов, использующих матрицу $W[N-1]$ предварительного кодирования, будет равно $K_{N-1,2}$, тогда должно выполняться следующее условие.

Условие #135.

$K_{0,2}=K_{1,2}=\dots=K_{i,2}=\dots=K_{N-1,2}$, то есть $K_{a,2}=K_{b,2}$ для $\forall a, \forall b$ ($a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a, b являются целыми числами от 0 до $N-1$); $a \neq b$).

Когда система связи поддерживает множество схем модуляции, и выбирается и используется схема модуляции из числа поддерживаемых схем модуляции, должны выполняться Условие #133, Условие

#134 и Условие #135.

Однако, когда поддерживается множество схем модуляции, поскольку количество разрядов, которое может передавать один символ, обычно разное в зависимости от схем модуляции (в некоторых случаях количество разрядов может быть одинаковым), то может существовать схема модуляции, которая не способна соблюсти Условие #133, Условие #134 и Условие #135. В таком случае вместо выполнения Условия #133, Условия #134 и Условия #135 может выполняться следующее условие.

Условие #136.

Разность между K_a и K_b равна 0 или 1, то есть $|K_a - K_b|$ равно 0 или 1 для $\forall a, \forall b$ ($a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a, b являются целыми числами от 0 до $N-1$); $a \neq b$).

Условие #137.

Разность между $K_{a,1}$ и $K_{b,1}$ равна 0 или 1, то есть $|K_{a,1} - K_{b,1}|$ равно 0 или 1 для $\forall a, \forall b$ ($a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a, b являются целыми числами от 0 до $N-1$); $a \neq b$).

Условие #138.

Разность между $K_{a,2}$ и $K_{b,2}$ равна 0 или 1, то есть $|K_{a,2} - K_{b,2}|$ равно 0 или 1 для $\forall a, \forall b$ ($a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ (a, b являются целыми числами от 0 до $N-1$); $a \neq b$).

В результате ассоциирования кодирующих (кодированных) блоков с матрицами предварительного кодирования, как описано выше, не смещаются матрицы предварительного кодирования, используемые для передачи кодирующего (кодированного) блока. Поэтому получается результат в виде повышения качества приема данных в устройстве приема.

В настоящем варианте осуществления в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования N матриц $W[0], W[1], W[2], \dots, W[N-2], W[N-1]$ предварительного кодирования готовятся для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом). Существует способ размещения матриц предварительного кодирования в порядке $W[0], W[1], W[2], \dots, W[N-2], W[N-1]$ в частотной области. Однако настоящее изобретение не ограничивается этим способом. Как описано в Варианте 1 осуществления, веса предварительного кодирования можно изменить путем размещения N матриц $W[0], W[1], W[2], \dots, W[N-2], W[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, во временной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), но такой же полезный результат можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не нужно использовать в постоянном периоде (цикле). В этом случае, когда выполняются условия, описанные в настоящем варианте осуществления, высока вероятность того, что устройство приема добивается отличного качества приема данных.

Как описано в Варианте 15 осуществления, имеются режимы, например, система MIMO с пространственным мультиплексированием, система MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования, схема пространственно-временного блочного кодирования, схема передачи одного потока и схема постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Устройство передачи (вещательная станция, базовая станция) может выбирать одну схему передачи из этих режимов. В этом случае из системы MIMO с пространственным мультиплексированием, системы MIMO с фиксированной матрицей предварительного кодирования, схемы пространственно-временного блочного кодирования, схемы передачи одного потока и схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования группа (под)несущих, выбирающая схему постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, может реализовать настоящий вариант осуществления.

Дополнительное объяснение

В настоящем описании считается, что устройство связи/вещательное устройство, например, вещательная станция, базовая станция, точка доступа, терминал, мобильный телефон или т.п., снабжается устройством передачи, и что устройство связи, например, телевизор, радиоприемник, терминал, персональный компьютер, мобильный телефон, точка доступа, базовая станция или т.п., снабжается устройством приема. Более того, считается, что устройство передачи и устройство приема в настоящем изобретении имеют функцию связи и допускают подключение через некоторый вид интерфейса (например, USB) к устройству для выполнения приложений для телевизора, радиоприемника, персонального компьютера, мобильного телефона или т.п.

Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например контрольные символы (преамбула, служебное слово, заключение, опорный символ и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом. Хотя здесь использованы термины "контрольный символ" и "символы для управляющей информации", может использоваться любой термин, поскольку важна сама функция.

Контрольному символу достаточно быть, например, известным символом, модулированным с помощью модуляции PSK в устройствах передачи и приема (или чтобы устройство приема могло синхронизироваться, чтобы узнать символ, переданный устройством передачи). Устройство приема использует этот символ для синхронизации частоты, синхронизации времени, оценки канала (оценки информации о

состоянии канала (CSI) для каждого модулированного сигнала), обнаружения сигналов и т.п.

Символ для управляющей информации предназначен для передачи информации помимо данных (о приложениях или т.п.), которую нужно передать партнеру по связи для осуществления связи (например, схема модуляции, схема кодирования с исправлением ошибок, скорость кодирования у схемы кодирования с исправлением ошибок, настроечная информация на верхнем уровне и т.п.).

Отметим, что настоящее изобретение не ограничивается вышеприведенными Вариантами 1-5 осуществления и может быть реализовано с рядом модификаций. Например, вышеприведенные варианты осуществления описывают устройства связи, но настоящее изобретение не ограничивается этими устройствами и может быть реализовано в виде программного обеспечения для соответствующей схемы связи.

Кроме того, описана схема переключения предварительного кодирования, используемая в схеме передачи двух модулированных сигналов от двух антенн, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Настоящее изобретение также может быть реализовано в виде схемы переключения предварительного кодирования для аналогичного изменения весов (матриц) предварительного кодирования применительно к схеме, при которой четыре отображенных сигнала предварительно кодируются, чтобы сформировать четыре модулированных сигнала, которые передаются из четырех антенн, или в более общем смысле, при которой N отображенных сигналов предварительно кодируются, чтобы сформировать N модулированных сигналов, которые передаются из N антенн.

В настоящем описании используются термины "предварительное кодирование", "вес предварительного кодирования", "матрица предварительного кодирования" и т.п., однако может использоваться любой термин (например, "кодовая книга"), поскольку в настоящем изобретении важна сама обработка сигналов.

Кроме того, в настоящем описании устройство приема описано как использующее вычисление ML, APP, логарифм максимума APP, ZF, MMSE или т.п., что приводит к результатам мягкого решения (логарифмическое правдоподобие, логарифмическое отношение правдоподобия) или результатам жесткого решения ("0" или "1") для каждого разряда данных, переданного устройством передачи. Этот процесс может называться обнаружением, демодуляцией, оценкой или разделением.

Предположим, что предварительно закодированные основополосные сигналы $z1(i)$, $z2(i)$ (где i представляет порядок в показателях времени или частоты (несущей)) формируются путем предварительного кодирования основополосных сигналов $s1(i)$ и $s2(i)$ для двух потоков наряду с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. Пусть синфазной составляющей I и квадратурной составляющей Q у предварительно закодированного основополосного сигнала $z1(i)$ будут $I_1(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно, и пусть синфазной составляющей I и квадратурной составляющей Q у предварительно закодированного основополосного сигнала $z2(i)$ будут $I_2(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно. В этом случае основополосные составляющие могут переключаться, и модулированные сигналы, соответствующие переключенному основополосному сигналу $g1(i)$ и переключенному основополосному сигналу $g2(i)$, могут передаваться из разных антенн одновременно и на одинаковой частоте путем передачи модулированного сигнала, соответствующего переключенному основополосному сигналу $g1(i)$, из передающей антенны 1 и модулированного сигнала, соответствующего основополосному сигналу $g2(i)$, из передающей антенны 2 одновременно и на одинаковой частоте. Основополосные составляющие могут переключаться следующим образом.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

сигнала $g2(i)$ будут $I_1(i+v)$ и $I_2(i+w)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_1(i+v)$ и $Q_2(i+w)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_2(i+w)$ и $I_1(i+v)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_1(i+v)$ и $Q_2(i+w)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_1(i+v)$ и $I_2(i+w)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_2(i+w)$ и $Q_1(i+v)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_2(i+w)$ и $I_1(i+v)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_2(i+w)$ и $Q_1(i+v)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_1(i+v)$ и $Q_2(i+w)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_2(i+w)$ и $Q_1(i+v)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_1(i+v)$ и $Q_2(i+w)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_1(i+v)$ и $I_2(i+w)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_2(i+w)$ и $I_1(i+v)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_2(i+w)$ и $Q_1(i+v)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_2(i+w)$ и $I_1(i+v)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_1(i+v)$ и $I_2(i+w)$ соответственно.

Фиг. 96 объясняет вышеприведенное описание. Как показано на фиг. 96, пусть синфазной составляющей I и квадратурной составляющей Q у предварительно кодированного основополосного сигнала $z1(i)$ будут $I_1(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей I и квадратурной составляющей Q у предварительно кодированного основополосного сигнала $z2(i)$ будут $I_2(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно. Тогда пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_{r1}(i)$ и $Q_{r1}(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_{r2}(i)$ и $Q_{r2}(i)$ соответственно, и синфазная составляющая $I_{r1}(i)$ и квадратурная составляющая $Q_{r1}(i)$ у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$, и синфазная составляющая $I_{r2}(i)$ и квадратурная составляющая $Q_{r2}(i)$ у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ представляются любым из вышеприведенных описаний. Отметим, что в этом примере описано переключение между предварительно кодированными основополосными сигналами в одно время (на одинаковой частоте ((под)несущей)), однако настоящее изобретение может быть переключением между предварительно кодированными основополосными сигналами в разные моменты (на разных частотах ((под)несущих)), как описано выше.

В этом случае модулированные сигналы, соответствующие переключенному основополосному сигналу $g1(i)$ и переключенному основополосному сигналу $g2(i)$, могут передаваться из разных антенн одновременно и на одинаковой частоте путем передачи модулированного сигнала, соответствующего переключенному основополосному сигналу $g1(i)$, из передающей антенны 1 и модулированного сигнала, соответствующего основополосному сигналу $g2(i)$, из передающей антенны 2 одновременно и на одинаковой частоте.

Каждая из передающих антенн в устройстве передачи и приемных антенн в устройстве приема, показанных на фигурах, может быть образована множеством антенн.

В этом описании символ " $\forall$ " представляет квантор всеобщности, а символ " $\exists$ " представляет квантор существования.

Кроме того, в этом описании единицами фазы, таким как аргумент, на комплексной плоскости являются радианы.

При использовании комплексной плоскости комплексные числа могут быть показаны в полярном виде с помощью полярных координат. Если комплексное число $z=a+jb$ (где a и b - вещественные числа, а j - мнимая единица) соответствует точке (a, b) на комплексной плоскости, и эта точка представляется в полярных координатах в виде $[r, \theta]$, то выполняется следующее математическое выражение:

$$a=r \times \cos \theta,$$

$$b=r \times \sin \theta.$$

Математическое выражение 592

$$r = \sqrt{a^2 + b^2}$$

r - абсолютное значение z ($r=|z|$), а θ - аргумент. Кроме того, $z=a+jb$ представляется как $re^{j\theta}$.

В описании настоящего изобретения основополосный сигнал, модулированный сигнал $s1$, модулированный сигнал $s2$, модулированный сигнал $z1$ и модулированный сигнал $z2$ являются комплексными сигналами. Комплексные сигналы представляются как $I+jQ$ (где j - мнимая единица), причем I является

синфазным сигналом, а Q является квадратурным сигналом. В этом случае I может быть нулем, или Q может быть нулем.

Фиг. 59 показывает пример вещательной системы, которая использует схему постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, описанную в этом описании. На фиг. 59 видеокодер 5901 принимает видеоизображения в качестве ввода, кодирует видеоизображения и выводит кодированные видеоизображения в качестве данных 5902. Аудиокодер 5903 принимает звук в качестве ввода, кодирует звук и выводит кодированный звук в качестве данных 5904. Кодер 5905 данных принимает данные в качестве ввода, кодирует данные (например, с помощью сжатия данных) и выводит кодированные данные в качестве данных 5906. Вместе эти кодеры называются кодерами 5900 информационных источников.

Блок 5907 передачи принимает в качестве ввода данные 5902 кодированного видео, данные 5904 кодированного звука и данные 5906 кодированных данных, задает некоторые или все эти порции данных в качестве данных передачи и выводит сигналы передачи с 5908_1 по 5908_N после выполнения обработки, например, кодирования с исправлением ошибок, модуляции и предварительного кодирования (например, обработки сигналов в устройстве передачи на фиг. 3). Сигналы передачи с 5908_1 по 5908_N передаются антеннами с 5909_1 по 5909_N в виде радиоволн.

Блок 5912 приема принимает в качестве ввода принятые сигналы с 5911_1 по 5911_M, принятые антеннами с 5910_1 по 5910_M, выполняет обработку, например, преобразование частоты, декодирование предварительного кодирования, вычисление логарифмического отношения правдоподобия и декодирование с исправлением ошибок (например, обработку с помощью устройства приема на фиг. 7), и выводит принятые данные 5913, 5915 и 5917. Декодеры 5919 информационных источников в качестве ввода принимают принятые данные 5913, 5915 и 5917. Видеодекодер 5914 принимает в качестве ввода принятые данные 5913, выполняет декодирование видео и выводит видеосигнал. Видеоизображения затем показываются на телевизоре или мониторе. Кроме того, звуковой декодер 5916 принимает в качестве ввода принятые данные 5915, выполняет декодирование звука и выводит звуковой сигнал. Звук затем воспроизводится динамиком. Декодер 5918 данных принимает в качестве ввода принятые данные 5917, выполняет декодирование данных и выводит информацию в данных.

В вышеупомянутых вариантах осуществления, описывающих настоящее изобретение, количество кодеров в устройстве передачи при использовании схемы передачи с несколькими несущими, например OFDM, может быть любым числом, как описано выше. Поэтому, как на фиг. 4, возможно, что устройство передачи содержит один кодер и адаптирует схему распределения вывода к схеме передачи с несколькими несущими, например OFDM. В этом случае радиоблоки 310A и 310B на фиг. 4 заменяются относящимися к OFDM процессорами 1301A и 1301B на фиг. 13. Описание относящихся к OFDM процессоров выполняется согласно Варианту 1 осуществления.

Схема размещения символов, описанная в Вариантах осуществления с A1 по A5 и в Варианте 1 осуществления, может быть аналогичным образом реализована в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, использующей множество разных матриц предварительного кодирования, причем схема предварительного кодирования отличается от "схемы для переключения между разными матрицами предварительного кодирования" в настоящем описании. То же самое имеет место для других вариантов осуществления. Нижеследующее является дополнительным объяснением касательно множества разных матриц предварительного кодирования.

Пусть N матриц предварительного кодирования представлены как $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-3]$, $F[N-2]$, $F[N-1]$ для схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. В этом случае упоминаемое выше "множество разных матриц предварительного кодирования" предполагается удовлетворяющим следующим двум условиям (Условию *1 и Условию *2).

Математическое выражение 593. Условие *1

$$F[x] \neq F[y] \quad \text{для } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, \dots, N-3, N-2, N-1; x \neq y)$$

Здесь x - целое число от 0 до N-1, y - целое число от 0 до N-1, и $x \neq y$. Относительно всех x и всех y, удовлетворяющих вышесказанному, имеет место отношение $F[x] \neq F[y]$.

Математическое выражение 594. Условие *2

$$F[x] = k \times F[y]$$

Пусть x будет целым числом от 0 до N-1, y будет целым числом от 0 до N-1, и $x \neq y$, тогда для всех x и всех y не существует вещественного или комплексного числа k, удовлетворяющего вышеприведенному уравнению.

Нижеследующее является дополнительным объяснением с использованием матрицы 2×2 в качестве примера. Пусть матрицы 2×2 R и S будут представлены следующим образом.

Математическое выражение 595

$$R = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 596

$$S = \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix}$$

Пусть $a=Ae^{j\delta^{11}}$, $b=Be^{j\delta^{12}}$, $c=Ce^{j\delta^{21}}$ и $d=De^{j\delta^{22}}$, и $e=Fe^{j\gamma^{11}}$, $f=Fe^{j\gamma^{12}}$, $g=Ge^{j\gamma^{21}}$ и $h=He^{j\gamma^{22}}$. A, B, C, D, E, F, G и H - являются вещественными числами, 0 или больше, $\delta_{11}, \delta_{12}, \delta_{21}, \delta_{22}, \gamma_{11}, \gamma_{12}, \gamma_{21}$ и γ_{22} выражаются в радианах. В этом случае $R \neq S$ означает, что имеет место по меньшей мере одно из следующего: (1) $a \neq e$, (2) $b \neq f$, (3) $c \neq g$ и (4) $d \neq h$.

Матрица предварительного кодирования может быть матрицей R , в которой одно из a, b, c и d является нулем. Другими словами, матрица предварительного кодирования может быть такой, что (1) a является нулем, a, b, c и d не являются нулем; (2) b является нулем, a, a, c и d не являются нулем; (3) c является нулем, a, a, b и d не являются нулем; или (4) d является нулем, a, a, b и c не являются нулем.

В примере системы при описании настоящего изобретения описывалась система связи, использующая схему MIMO, в которой два модулированных сигнала передаются из двух антенн и принимаются двумя антеннами. Однако настоящее изобретение, конечно, можно также применить в системе связи, использующей схему MISO (несколько входов и один выход). В случае схемы MISO выбор схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между множеством матриц предварительного кодирования в устройстве передачи такой же, как описан выше. С другой стороны, устройство приема не снабжается антенной 701_Y, радиоблоком 703_Y, блоком 707_1 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z1$ или блоком 707_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z2$ в структуре, показанной на фиг. 7. Однако в этом случае обработка, подробно изложенная в настоящем описании, с тем же успехом может выполняться для оценивания данных, переданных устройством передачи. Отметим, что широко известно, что множество сигналов, переданных на одинаковой частоте и одновременно, можно принять с помощью одной антенны и декодировать (для приема одной антенной достаточно выполнить вычисление, например, вычисление ML (логарифм максимума APP или т.п.)). В настоящем изобретении достаточно, чтобы блок 711 обработки сигналов на фиг. 7 выполнял демодуляцию (обнаружение) с учетом схемы предварительного кодирования для постоянного переключения, которая используется на передающей стороне.

Программы для выполнения вышеупомянутой схемы связи могут, например, заранее сохраняться в ROM (постоянное запоминающее устройство) и вызываться на выполнение CPU (центральный процессор).

Кроме того, программы для выполнения вышеприведенной схемы связи могут храниться на машиночитаемом носителе записи, программы, сохраненные на этом носителе записи, могут загружаться в RAM (оперативное запоминающее устройство) компьютера, и компьютер можно заставить работать в соответствии с теми программами.

Компоненты в вышеприведенных вариантах осуществления и т.п. обычно могут собираться в виде LSI (Большая интегральная схема), некоторого типа интегральной схемы. Отдельные компоненты соответственно можно переделать в гибридные ИС, либо часть или все компоненты в каждом варианте осуществления можно переделать в одну ИС. Хотя упоминается LSI, могут использоваться термины ИС (Интегральная схема), системная LSI, супер-LSI или ультра-LSI в зависимости от степени интеграции. Кроме того, схема для монтажа интегральных схем не ограничивается LSI, и может использоваться специализированная схема или универсальный процессор. Может использоваться FPGA (программируемая пользователем вентильная матрица), которая является программируемой после производства LSI, или реконфигурируемый процессор, который допускает реконфигурацию соединений и настроек элементов схемы внутри LSI.

Кроме того, если вследствие прогресса в полупроводниковой технологии или другой производной технологии появляется технология для создания интегральных схем, которая заменяет LSI, интеграция функциональных блоков, естественно, может выполняться с использованием такой технологии. Возможно применение биотехнологии или т.п.

С помощью схемы размещения символов, описанной в Вариантах осуществления с A1 по A5 и Варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть аналогичным образом реализовано путем замены "схемы переключения между разными матрицами предварительного кодирования" "схемой постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, использующей множество разных матриц предварительного кодирования". Отметим, что "множество разных матриц предварительного кодирования" является таким, как описано выше.

Вышеизложенное описывает, что "с помощью схемы размещения символов, описанной в Вариантах осуществления с A1 по A5 и Варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть аналогичным образом реализовано путем замены "схемы переключения между разными матрицами предвари-

тельного кодирования" "схемой постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, использующей множество разных матриц предварительного кодирования". В качестве "схемы переключения между матрицами предварительного кодирования, использующей множество разных матриц предварительного кодирования" может использоваться схема подготовки N разных матриц предварительного кодирования, описанная выше, и переключение между матрицами предварительного кодирования, использующее N разных матриц предварительного кодирования с H -интервальным периодом (циклом; H - натуральное число больше N) (в качестве примера имеется схема, описанная в Варианте С2 осуществления).

С помощью схемы размещения символов, описанной в Варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть аналогичным образом реализовано с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в Вариантах осуществления с С1 по С5. Аналогичным образом настоящее изобретение может быть реализовано с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в Вариантах осуществления с С1 по С5, в качестве схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в Вариантах осуществления с А1 по А5.

Вариант D1 осуществления.

Нижеследующее описывает схему постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, описанную в Непатентной литературе с 12 по 15, при использовании квазициклического кода с низкой плотностью проверок на четность (QC-LDPC; или кода LDPC, отличного от кода QC-LDPC), каскадного кода, состоящего из кода LDPC и кода Боуза-Чоудхури-Хоквингхема (BCH), и блочного кода, например турбо-кода или дуобинарного турбо-кода, использующего замыкание состояний. Отметим, что настоящий вариант осуществления может быть реализован с использованием в качестве схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования либо схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, представленными комплексными числами, либо схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, представленными вещественными числами, которая описывается ниже.

Нижеследующее в качестве примера описывает случай передачи двух потоков s_1 и s_2 . Отметим, что когда управляющая информация и т.п. не требуется для выполнения кодирования с использованием блочного кода, количество разрядов, составляющих кодирующий (кодированный) блок, является таким же, как количество разрядов, составляющих блочный код (однако может включаться описанная ниже управляющая информация и т.п.). Когда управляющая информация и т.п. (например, CRC (контроль циклическим избыточным кодом), параметр передачи) требуется для выполнения кодирования с использованием блочного кода, количество разрядов, составляющих кодирующий (кодированный) блок, может быть суммой количества разрядов, составляющих блочный код, и количества разрядов в управляющей информации и т.п.

Фиг. 97 показывает изменение количества символов и временных интервалов, необходимых для одного кодирующего (кодированного) блока, когда используется блочный код. Фиг. 97 показывает изменение количества символов и временных интервалов, необходимых для одного кодирующего (кодированного) блока, когда блочный код используется в случае, где передаются два потока s_1 и s_2 , а устройство передачи содержит единственный кодер, как показано в устройстве передачи на фиг. 4 (отметим, что в этом случае в качестве системы передачи может использоваться либо передача по одной несущей, либо передача с несколькими несущими, например OFDM).

Как показано на фиг. 97, пусть количество разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок в блочном коде, будет равно 6000 разрядам. Чтобы передать 6000 разрядов, необходимо 3000 символов, 1500 символов и 1000 символов, когда схемой модуляции является QPSK, 16QAM и 64QAM соответственно.

Поскольку два потока должны передаваться одновременно в устройстве передачи, показанном на фиг. 4, когда схемой модуляции является QPSK, из вышеупомянутых 3000 символов 1500 символов распределяются s_1 , а оставшиеся 1500 символов распределяются s_2 . Поэтому 1500 временных интервалов (называемых временными интервалами) необходимо для передачи 1500 символов с помощью s_1 и передачи 1500 символов с помощью s_2 .

Используя те же соображения, 750 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, когда схемой модуляции является 16QAM, и 500 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один блок, когда схемой модуляции является 64QAM.

Настоящий вариант осуществления описывает схему инициализации матриц предварительного кодирования в случае, где устройство передачи на фиг. 4 совместимо со схемой с несколькими несущими, например, со схемой OFDM, когда используется схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанная в этом описании.

Далее рассматривается случай, где устройство передачи передает модулированные сигналы, имеющие структуру кадра, показанную на фиг. 99А и 99В. Фиг. 99А показывает структуру кадра во временной

и частотной области для модулированного сигнала $z1$ (переданного антенной 312A). Фиг. 99В показывает структуру кадра во временной и частотной области для модулированного сигнала $z2$ (переданного антенной 312B). В этом случае предполагается, что модулированный сигнал $z1$ и модулированный сигнал $z2$ занимают одинаковую частоту (полосу пропускания), и модулированный сигнал $z1$ и модулированный сигнал $z2$ присутствуют одновременно.

Как показано на фиг. 99А, устройство передачи передает преамбулу (управляющий символ) в интервале А. Преамбула является символом для передачи управляющей информации партнеру по связи и предполагается включающей в себя информацию о схеме модуляции для передачи первого кодирующего (кодированного) блока и второго кодирующего (кодированного) блока. Устройство передачи должно передать первый кодирующий (кодированный) блок в интервале В. Устройство передачи должно передать второй кодирующий (кодированный) блок в интервале С.

Устройство передачи передает преамбулу (управляющий символ) в интервале D. Преамбула является символом для передачи управляющей информации партнеру по связи и предполагается включающей в себя информацию о схеме модуляции для передачи третьего кодирующего (кодированного) блока, четвертого кодирующего (кодированного) блока и так далее. Устройство передачи должно передать третий кодирующий (кодированный) блок в интервале E. Устройство передачи должно передать четвертый кодирующий (кодированный) блок в интервале F.

Как показано на фиг. 99В, устройство передачи передает преамбулу (управляющий символ) в интервале А. Преамбула является символом для передачи управляющей информации партнеру по связи и предполагается включающей в себя информацию о схеме модуляции для передачи первого кодирующего (кодированного) блока и второго кодирующего (кодированного) блока. Устройство передачи должно передать первый кодирующий (кодированный) блок в интервале В. Устройство передачи должно передать второй кодирующий (кодированный) блок в интервале С.

Устройство передачи передает преамбулу (управляющий символ) в интервале D. Преамбула является символом для передачи управляющей информации партнеру по связи и предполагается включающей в себя информацию о схеме модуляции для передачи третьего кодирующего (кодированного) блока, четвертого кодирующего (кодированного) блока и так далее. Устройство передачи должно передать третий кодирующий (кодированный) блок в интервале E. Устройство передачи должно передать четвертый кодирующий (кодированный) блок в интервале F.

Фиг. 100 показывает количество временных интервалов, используемых, когда передаются кодирующие (кодированные) блоки, как показано на фиг. 97, и в частности, когда 16QAM используется в качестве схемы модуляции в первом кодирующем (кодированном) блоке. Чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, необходимо 750 временных интервалов.

Аналогичным образом фиг. 100 показывает количество временных интервалов, используемых, когда QPSK используется в качестве схемы модуляции во втором кодирующем (кодированном) блоке. Чтобы передать первый кодирующий (кодированный) блок, необходимо 1500 временных интервалов.

Фиг. 101 показывает количество временных интервалов, используемых, когда передается кодирующий (кодированный) блок, как показано на фиг. 97, и в частности, когда QPSK используется в качестве схемы модуляции в третьем кодирующем (кодированном) блоке. Чтобы передать третий кодирующий (кодированный) блок, необходимо 1500 временных интервалов.

Как описано в этом описании, рассматривается случай, где фазовый сдвиг не выполняется для модулированного сигнала $z1$, то есть для модулированного сигнала, переданного антенной 312А, а выполняется для модулированного сигнала $z2$, то есть для модулированного сигнала, переданного антенной 312В. В этом случае фиг. 100 и 101 показывают схему постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Сначала предположим, что семь матриц предварительного кодирования готовятся для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, и они называются #0, #1, #2, #3, #4, #5 и #6. Матрицы предварительного кодирования должны использоваться постоянно и циклически. Другими словами, матрицы предварительного кодирования должны меняться постоянно и циклически в порядке #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, ... Сначала, как показано на фиг. 100, 750 временных интервалов существуют в первом кодирующем (кодированном) блоке. Поэтому, начиная с #0, матрицы предварительного кодирования размещаются в порядке #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, ..., #4, #5, #6, #0, и заканчиваются с использованием #0 для 750-ого временного интервала. Далее матрицы предварительного кодирования должны применяться к каждому временному интервалу во втором кодирующем (кодированном) блоке. Поскольку это описание построено на допущении, что матрицы предварительного кодирования применяются к многоадресной связи и широковещанию, один из возможных вариантов состоит в том, что приемному терминалу не нужен первый кодирующий (кодированный) блок, и он извлекает только второй кодирующий (кодированный) блок. В таком случае, даже когда матрица #0 предварительного кодирования используется для передачи последнего временного интервала в первом кодирующем (кодированном) блоке, матрица #1 предварительного кодирования сначала используется для передачи второго кодирующего (кодированного) блока. В этом случае рассматриваются следующие две схемы:

(а) вышеупомянутый терминал отслеживает, как передается первый кодирующий (кодированный) блок, то есть терминал отслеживает шаблон матрицы предварительного кодирования, используемой для передачи последнего временного интервала в первом кодирующем (кодированном) блоке, и оценивает матрицу предварительного кодирования, которую нужно использовать для передачи первого временного интервала во втором кодирующем (кодированном) блоке; и

(b) устройство передачи передает информацию о матрице предварительного кодирования, используемой для передачи первого временного интервала во втором кодирующем (кодированном) блоке, без выполнения (а).

В случае (а), поскольку терминал должен отслеживать передачу первого кодирующего (кодированного) блока, энергопотребление увеличивается. В случае (b) снижается эффективность передачи данных.

Поэтому имеется возможность улучшения в распределении матриц предварительного кодирования, которое описано выше. Чтобы решить вышеупомянутые проблемы, предлагается схема фиксации матрицы предварительного кодирования, используемой для передачи первого временного интервала в каждом кодирующем (кодированном) блоке. Поэтому, как показано на фиг. 100, матрица предварительного кодирования, используемая для передачи первого временного интервала во втором кодирующем (кодированном) блоке, устанавливается в #0, как и в случае матрицы предварительного кодирования, используемой для передачи первого временного интервала в первом кодирующем (кодированном) блоке.

Аналогичным образом, как показано на фиг. 101, матрица предварительного кодирования, используемая для передачи первого временного интервала в третьем кодирующем (кодированном) блоке, устанавливается не в #3, а в #0, как и в случае матрицы предварительного кодирования, используемой для передачи первого временного интервала в первом кодирующем (кодированном) блоке и во втором кодирующем (кодированном) блоке.

С помощью вышеупомянутой схемы получается результат в виде устранения проблем, возникающих в (а) и (b).

Отметим, что в настоящем варианте осуществления описывается схема инициализации матриц предварительного кодирования в каждом кодирующем (кодированном) блоке, то есть схема, в которой матрица предварительного кодирования, используемая для передачи первого временного интервала в каждом кодирующем (кодированном) блоке, фиксируется в #0. Однако в качестве другой схемы матрицы предварительного кодирования могут инициализироваться в единицах кадров. Например, в символе для передачи преамбулы и информации после передачи управляющего символа матрица предварительного кодирования, используемая в первом временном интервале, может фиксироваться в #0.

Например, на фиг. 99 кадр интерпретируется как начинающийся с преамбулы, первый кодирующий (кодированный) блок в первом кадре является первым кодирующим (кодированным) блоком, а первый кодирующий (кодированный) блок во втором кадре является третьим кодирующим (кодированным) блоком. Это иллюстрирует случай, где "матрица предварительного кодирования, используемая в первом временном интервале, может фиксироваться (в #0) в единицах кадров", как описано выше с использованием фиг. 100 и 101.

Нижеследующее описывает случай, где вышеупомянутая схема применяется к вещательной системе, которая использует стандарт DVB-T2. Структура кадра у вещательной системы, которая использует стандарт DVB-T2, является такой, как описана в Вариантах осуществления с A1 по A3. Как описано в Вариантах осуществления с A1 по A3 с использованием фиг. 61 и 70, с помощью символа P1, символа P2 и группы управляющих символов терминалу передается информация о схеме передачи каждого PLP (например, схеме передачи одиночного модулированного сигнала, схеме передачи с использованием пространственно-временного блочного кодирования и схеме передачи с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования) и используемой схеме модуляции. В этом случае, если терминал извлекает только PLP, который необходим в качестве информации для выполнения демодуляции (включая разделение сигналов и обнаружение сигнала) и декодирования с исправлением ошибок, то энергопотребление терминала снижается. Поэтому, как описано с использованием фиг. с 99 по 101, предлагается схема, в которой фиксируется (в #0) матрица предварительного кодирования, используемая в первом временном интервале в PLP, переданном с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования в качестве схемы передачи.

Например, предположим, что вещательная станция передает каждый символ, имеющий структуру кадра, которая показана на фиг. 61 и 70. В этом случае фиг. 102 в качестве примера показывает структуру кадра в частотно-временной области, когда вещательная станция передает PLP \$1 (чтобы избежать путаницы, #1 заменяется \$1) и PLP \$K, используя схему предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования.

Отметим, что в нижеследующем описании в качестве примера предположим, что семь матриц предварительного кодирования готовятся в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, и они называются #0, #1, #2, #3, #4, #5 и #6. Матрицы предварительного кодирования должны использоваться постоянно и циклически. Другими словами, матрицы предварительного кодирования должны меняться постоянно и циклически в порядке

#0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, ...

Как показано на фиг. 102, временной интервал (символ) в PLP \$1 начинается с момента Т и с несущей 3 (10201 на фиг. 102), а заканчивается в момент Т+4 и на несущей 4 (10202 на фиг. 102) (см. фиг. 102).

Другими словами, в PLP \$1 первый временной интервал является моментом Т и несущей 3, второй временной интервал является моментом Т и несущей 4, третий временной интервал является моментом Т и несущей 5, ..., седьмой временной интервал является моментом Т+1 и несущей 1, восьмой временной интервал является моментом Т+1 и несущей 2, девятый временной интервал является моментом Т+1 и несущей 3, ..., четырнадцатый временной интервал является моментом Т+1 и несущей 8, пятнадцатый временной интервал является моментом Т+2 и несущей 0, ...

Временной интервал (символ) в PLP \$K начинается с момента S и с несущей 4 (10203 на фиг. 102), а заканчивается в момент S+8 и на несущей 4 (10204 на фиг. 102) (см. фиг. 102).

Другими словами, в PLP \$K первый временной интервал является моментом S и несущей 4, второй временной интервал является моментом S и несущей 5, третий временной интервал является моментом S и несущей 6, ..., пятый временной интервал является моментом S и несущей 8, девятый временной интервал является моментом S+1 и несущей 1, десятый временной интервал является моментом S+1 и несущей 2, ..., шестнадцатый временной интервал является моментом S+1 и несущей 8, семнадцатый временной интервал является моментом S+2 и несущей 0, ...

Отметим, что информация о временном интервале, которая включает в себя информацию о первом временном интервале (символе) и последнем временном интервале (символе) в каждом PLP и используется каждым PLP, передается с помощью управляющего символа, включающего в себя символ P1, символ P2 и группу управляющих символов.

В этом случае, как описано с использованием фиг. 99-101, первый временной интервал в PLP \$1, который является моментом Т и несущая 3 (10201 на фиг. 102), предварительно кодируется с использованием матрицы #0 предварительного кодирования. Аналогичным образом первый временной интервал в PLP \$K, который является моментом S и несущей 4 (10203 на фиг. 102), предварительно кодируется с использованием матрицы #0 предварительного кодирования независимо от номера матрицы предварительного кодирования, используемой в последнем временном интервале в PLP \$K-1, который является моментом S и несущей 3 (10205 на фиг. 102).

Первый временной интервал в другом PLP, переданном с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, также предварительно кодируется с использованием матрицы #0 предварительного кодирования.

С помощью вышеупомянутой схемы получается результат в виде устранения вышеупомянутых проблем, возникающих в (а) и (б).

Естественно, устройство приема извлекает необходимый PLP из информации о временном интервале, которая включается в управляющий символ, включающий в себя символ P1, символ P2 и группу управляющих символов, и используется каждым PLP для выполнения демодуляции (включая разделение сигналов и обнаружение сигнала) и декодирования с исправлением ошибок. Устройство приема заранее узнает правило схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования (когда имеется множество правил, устройство передачи передает информацию о правиле, которое нужно использовать, и устройство приема узнает используемое правило путем получения переданной информации). С помощью синхронизации правил переключения матриц предварительного кодирования на основе номера первого временного интервала в каждом PLP устройство приема может выполнить демодуляцию информационных символов (включая разделение сигналов и обнаружение сигнала).

Далее рассматривается случай, где вещательная станция (базовая станция) передает модулированный сигнал, имеющий структуру кадра, показанную на фиг. 103 (кадр, состоящий из групп символов, показанных на фиг. 103, называется главным кадром). На фиг. 103 элементы, которые работают аналогично фиг. 61, имеют такие же ссылочные номера. Отличительный признак состоит в том, что главный кадр разделяется на субкадр для передачи одиночного модулированного сигнала и субкадр для передачи множества модулированных сигналов, чтобы можно было легко выполнять регулирование усиления принятых сигналов. Отметим, что выражение "передача одиночного модулированного сигнала" также указывает, что формируется множество модулированных сигналов, которые являются такими же, как одиночный модулированный сигнал, переданный из одиночной антенны, и сформированные сигналы передаются из соответствующих антенн.

На фиг. 103 PLP #1 (6105_1)-PLP #N (6105_N) составляют субкадр 10300 для передачи одиночного модулированного сигнала. Субкадр 10300 состоит только из PLP и не включает в себя PLP для передачи множества модулированных сигналов. Также PLP \$1 (10302_1)-PLP \$M (10302_M) составляют субкадр 10301 для передачи множества модулированных сигналов. Субкадр 10301 состоит только из PLP и не включает в себя PLP для передачи одиночного модулированного сигнала.

В этом случае, как описано выше, когда вышеупомянутая схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования используется в субкадре

10301, то предполагается, что первый временной интервал в PLP (с PLP \$1 (10302_1) по PLP \$M (10302_M)) предварительно кодируется с использованием матрицы #0 предварительного кодирования (это называется инициализацией матриц предварительного кодирования). Однако вышеупомянутая инициализация матриц предварительного кодирования неуместна для PLP, в котором другая схема передачи, например, одна из схемы передачи, использующей фиксированную матрицу предварительного кодирования, схемы передачи, использующей систему MIMO с пространственным мультиплексированием, и схемы передачи, использующей пространственно-временное блочное кодирование, которые описаны в Вариантах осуществления с A1 по A3, используется в PLP \$1 (10302_1)-PLP \$M (10302_M).

Как показано на фиг. 104, PLP \$1 предполагается первым PLP в субкадре для передачи множества модулированных сигналов в X-ом главном кадре. Также PLP \$1' предполагается первым PLP в субкадре для передачи множества модулированных сигналов в Y-ом главном кадре. Предполагается, что PLP \$1 и PLP \$1' используют схему предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. Отметим, что на фиг. 104 элементы, которые аналогичны элементам, показанным на фиг. 102, имеют такие же ссылочные номера.

В этом случае первый временной интервал (10201 на фиг. 104 (момент T и несущая 3)) в PLP \$1, который является первым PLP в субкадре для передачи множества модулированных сигналов в X-ом главном кадре, предполагается предварительно кодируемым с использованием матрицы #0 предварительного кодирования.

Аналогичным образом первый временной интервал (10401 на фиг. 104 (момент T' и несущая 7)) в PLP \$1', который является первым PLP в субкадре для передачи множества модулированных сигналов в Y-ом главном кадре, предполагается предварительно кодируемым с использованием матрицы #0 предварительного кодирования.

Как описано выше, в каждом главном кадре первый временной интервал в первом PLP в субкадре для передачи множества модулированных сигналов отличается тем, что он предварительно кодируется с использованием матрицы #0 предварительного кодирования.

Это также важно для устранения вышеупомянутых проблем, возникающих в (a) и (b).

Отметим, что в настоящем варианте осуществления, как показано на фиг. 97, в качестве примера берется случай, где передаются два потока s1 и s2, и устройство передачи содержит единственный кодер, как показано в устройстве передачи на фиг. 4. Однако инициализация матриц предварительного кодирования, описанная в настоящем варианте осуществления, также применима к случаю, который показан на фиг. 98, где передаются два потока s1 и s2, а устройство передачи содержит два одиночных кодера, как показано в устройстве передачи на фиг. 3.

Дополнительное объяснение 2.

В каждом из вышеупомянутых вариантов осуществления матрицы предварительного кодирования, которые блок объединения со взвешиванием использует для предварительного кодирования, представляются комплексными числами. Матрицы предварительного кодирования также могут представляться вещественными числами (это называется схемой предварительного кодирования, представленной вещественными числами).

Например, пусть двумя отображенными основоположными сигналами (в используемой схеме модуляции) будут s1(i) и s2(i) (где i представляет время или частоту), и пусть двумя предварительно кодированными основоположными сигналами, полученными путем предварительного кодирования, будут z1(i) и z2(i). Тогда пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у отображенного основоположного сигнала s1(i) (в используемой схеме модуляции) будут I_{s1}(i) и Q_{s1}(i) соответственно, синфазной составляющей и квадратурной составляющей у отображенного основоположного сигнала s2(i) (в используемой схеме модуляции) будут I_{s2}(i) и Q_{s2}(i) соответственно, синфазной составляющей и квадратурной составляющей у предварительно кодированного основоположного сигнала z1(i) будут I_{z1}(i) и Q_{z1}(i) соответственно, и синфазной составляющей и квадратурной составляющей у предварительно кодированного основоположного сигнала z2(i) будут I_{z2}(i) и Q_{z2}(i) соответственно. Когда используется матрица H_r предварительного кодирования, состоящая из вещественных чисел (матрица предварительного кодирования, представленная вещественными числами), имеет место следующая взаимосвязь.

Математическое выражение 597

$$\begin{pmatrix} I_{z1}(i) \\ Q_{z1}(i) \\ I_{z2}(i) \\ Q_{z2}(i) \end{pmatrix} = H_r \begin{pmatrix} I_{s1}(i) \\ Q_{s1}(i) \\ I_{s2}(i) \\ Q_{s2}(i) \end{pmatrix}$$

Однако матрица H_r предварительного кодирования, состоящая из вещественных чисел, представляется следующим образом.

Математическое выражение 598

$$H_r = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix}$$

Здесь $a_{11}, a_{12}, a_{13}, a_{14}, a_{21}, a_{22}, a_{23}, a_{24}, a_{31}, a_{32}, a_{33}, a_{34}, a_{41}, a_{42}, a_{43}$ и a_{44} являются вещественными числами. Однако не должно выполняться $\{a_{11}=0, a_{12}=0, a_{13}=0 \text{ и } a_{14}=0\}$, не должно выполняться $\{a_{21}=0, a_{22}=0, a_{23}=0 \text{ и } a_{24}=0\}$, не должно выполняться $\{a_{31}=0, a_{32}=0, a_{33}=0 \text{ и } a_{34}=0\}$ и не должно выполняться $\{a_{41}=0, a_{42}=0, a_{43}=0 \text{ и } a_{44}=0\}$. Также не должно выполняться $\{a_{11}=0, a_{21}=0, a_{31}=0 \text{ и } a_{41}=0\}$, не должно выполняться $\{a_{12}=0, a_{22}=0, a_{32}=0 \text{ и } a_{42}=0\}$, не должно выполняться $\{a_{13}=0, a_{23}=0, a_{33}=0 \text{ и } a_{43}=0\}$ и не должно выполняться $\{a_{14}=0, a_{24}=0, a_{34}=0 \text{ и } a_{44}=0\}$.

"Схема переключения между разными матрицами предварительного кодирования" в качестве применения схемы предварительного кодирования из настоящего изобретения, например, схема размещения символов, описанная в Вариантах осуществления с A1 по A5 и Вариантах 1 и 7 осуществления, также может быть реализована в качестве схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, использующей матрицы предварительного кодирования,

представленные множеством разных вещественных чисел, описанной как "схема предварительного кодирования, представленная вещественными числами". Применимость переключения между матрицами предварительного кодирования в настоящем изобретении такая же, как в случае, где матрицы предварительного кодирования представляются множеством разных комплексных чисел. Отметим, что "множество разных матриц предварительного кодирования" является таким, как описано выше.

Вышеизложенное описывает, что "схема постоянного переключения между разными матрицами предварительного кодирования" в качестве применения схемы предварительного кодирования из настоящего изобретения, например, схема размещения символов, описанная в Вариантах осуществления с A1 по A5 и Вариантах 1 и 7 осуществления, также может быть реализована в качестве схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, использующей матрицы предварительного кодирования, представленные множеством разных вещественных чисел, описанной как "схема предварительного кодирования, представленная вещественными числами". В качестве "схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, использующей матрицы

предварительного кодирования, представленные множеством разных вещественных чисел" может использоваться схема подготовки N разных матриц предварительного кодирования (представленных вещественными числами) и переключение между матрицами предварительного кодирования, использующее N разных матриц предварительного кодирования (представленных вещественными числами) с N -интервальным периодом (циклом; N - натуральное число больше 1) (в качестве примера имеется схема, описанная в Варианте C2 осуществления).

С помощью схемы размещения символов, описанной в Варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть аналогичным образом реализовано с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в Вариантах осуществления с C1 по C5. Аналогичным образом настоящее изобретение может быть реализовано с использованием схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в Вариантах осуществления с C1 по C5, в качестве схемы предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в Вариантах осуществления с A1 по A5.

Вариант F1 осуществления.

Схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанная в Вариантах осуществления с 1 по 26 и Вариантах осуществления с C1 по C5, применима к любым основополосным сигналам s_1 и s_2 , отображенным на плоскости I-Q. Поэтому в Вариантах осуществления с 1 по 26 и Вариантах осуществления с C1 по C5 основополосные сигналы s_1 и s_2 подробно не описаны. С другой стороны, когда схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования применяется к основополосным сигналам s_1 и s_2 , сформированным из данных, кодированных с исправлением ошибок, можно добиться отличного качества приема путем управления средней мощностью основополосных сигналов s_1 и s_2 . В настоящем варианте осуществления ниже следующее описывает схему задания средней мощности у s_1 и s_2 , когда схема предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования применяется к основополосным сигналам s_1 и s_2 , сформированным из данных, кодированных с исправлением ошибок.

В качестве примера схемы модуляции для s_1 и s_2 описываются как QPSK и 16QAM соответственно. Поскольку схемой модуляции для s_1 является QPSK, s_1 передает два разряда в расчете на символ.

Пусть два разряда, которые нужно передать, называются b_0 и b_1 . Поскольку схемой модуляции для s_2 является 16QAM, s_2 передает четыре разряда в расчете на символ. Пусть четыре разряда, которые нужно передать, называются b_2 , b_3 , b_4 и b_5 . Устройство передачи передает один временной интервал, состоящий из одного символа для s_1 и одного символа для s_2 , то есть шесть разрядов b_0 , b_1 , b_2 , b_3 , b_4 и b_5 в расчете на временной интервал.

Например, на фиг. 94 в качестве примера расположения сигнальных точек на плоскости I-Q для 16QAM $(b_2, b_3, b_4, b_5)=(0, 0, 0, 0)$ отображается в $(I, Q)=(3 \times g, 3 \times g)$, $(b_2, b_3, b_4, b_5)=(0, 0, 0, 1)$ отображается в $(I, Q)=(3 \times g, 1 \times g)$, $(b_2, b_3, b_4, b_5)=(0, 0, 1, 0)$ отображается в $(I, Q)=(1 \times g, 3 \times g)$, $(b_2, b_3, b_4, b_5)=(0, 0, 1, 1)$ отображается в $(I, Q)=(1 \times g, 1 \times g)$, $(b_2, b_3, b_4, b_5)=(0, 1, 0, 0)$ отображается в $(I, Q)=(3 \times g, -3 \times g)$, ..., $(b_2, b_3, b_4, b_5)=(1, 1, 1, 0)$ отображается в $(I, Q)=(-1 \times g, -3 \times g)$ и $(b_2, b_3, b_4, b_5)=(1, 1, 1, 1)$ отображается в $(I, Q)=(-1 \times g, -1 \times g)$.

Также на фиг. 95 в качестве примера расположения сигнальных точек на плоскости I-Q для QPSK $(b_0, b_1)=(0, 0)$ отображается в $(I, Q)=(1 \times h, 1 \times h)$, $(b_0, b_1)=(0, 1)$ отображается в $(I, Q)=(1 \times h, -1 \times h)$, $(b_0, b_1)=(1, 0)$ отображается в $(I, Q)=(-1 \times h, 1 \times h)$ и $(b_0, b_1)=(1, 1)$ отображается в $(I, Q)=(-1 \times h, -1 \times h)$.

Здесь предположим, что средняя мощность (среднее значение) s_1 равна средней мощности (среднему значению) s_2 , то есть h представляется Уравнением 273, а g представляется Уравнением 272. Фиг. 105 показывает абсолютные значения логарифмического отношения правдоподобия для b_0 - b_5 , описанных выше, когда устройство приема получает логарифмическое отношение правдоподобия.

На фиг. 105 10500 является абсолютным значением логарифмического отношения правдоподобия для b_0 , 10501 является абсолютным значением логарифмического отношения правдоподобия для b_1 , 10502 является абсолютным значением логарифмического отношения правдоподобия для b_2 , 10503 является абсолютным значением логарифмического отношения правдоподобия для b_3 , 10504 является абсолютным значением логарифмического отношения правдоподобия для b_4 , и 10505 является абсолютным значением логарифмического отношения правдоподобия для b_5 . В этом случае, когда абсолютные значения логарифмического отношения правдоподобия для b_0 и b_1 , переданных в QPSK, сравниваются с абсолютными значениями логарифмического отношения правдоподобия для b_2 - b_5 , переданных в 16QAM, абсолютные значения логарифмического отношения правдоподобия для b_0 и b_1 выше абсолютных значений логарифмического отношения правдоподобия для b_2 - b_5 , то есть надежность b_0 и b_1 в устройстве приема выше надежности b_2 - b_5 в устройстве приема. Это происходит по следующей причине. Когда h представляется Уравнением 273 на фиг. 95, минимальное евклидово расстояние между сигнальными точками на плоскости I-Q для QPSK выглядит следующим образом.

Математическое выражение 599. Уравнение 476

$$\sqrt{2}z$$

С другой стороны, когда g представляется Уравнением 272 на фиг. 94,

Математическое выражение 600. Уравнение 477

$$\frac{2}{\sqrt{10}}z$$

представляет минимальное евклидово расстояние между сигнальными точками на плоскости I-Q для 16QAM.

Если устройство приема выполняет декодирование с исправлением ошибок (например, декодирование с распространением доверия, такое как декодирование суммы-произведения в случае, где система связи использует кодирование с LDPC) в этой ситуации, то из-за разности в надежности того, что "абсолютные значения логарифмического отношения правдоподобия для b_0 и b_1 выше абсолютных значений логарифмического отношения правдоподобия для b_2 - b_5 ", возникает проблема, что качество приема данных ухудшается в устройстве приема, подвергаясь влиянию абсолютных значений логарифмического отношения правдоподобия для b_2 - b_5 .

Чтобы преодолеть эту проблему, разность между абсолютными значениями логарифмического отношения правдоподобия для b_0 и b_1 и абсолютными значениями логарифмического отношения правдоподобия для b_2 - b_5 следует уменьшить по сравнению с фиг. 105, как показано на фиг. 106.

Рассматривается, чтобы среднюю мощность у s_1 сделать отличной от средней мощности у s_2 . Фиг. 107 и 108 показывают пример структуры блока обработки сигналов, относящегося к блоку изменения мощности (хотя он и называется здесь блоком изменения мощности, блок изменения мощности может называться блоком изменения амплитуды или взвешивающим блоком) и блоку объединения со взвешиванием. Отметим, что на фиг. 107 элементы, которые работают аналогично фиг. 3 и 6, имеют такие же ссылочные номера. Также на фиг. 108 элементы, которые работают аналогично фиг. 3, 6 и 107, имеют такие же ссылочные номера.

Пример 1.

Сначала пример работы описывается с использованием фиг. 107. Пусть $s_1(t)$ будет (отображенным) основоположным сигналом для схемы модуляции QPSK. Схема отображения является такой, как показа-

на на фиг. 95, и h является таким, как представлен Уравнением 273. Также пусть $s_2(t)$ будет (отображенным) основополосным сигналом для схемы модуляции 16QAM. Схема отображения является такой, как показана на фиг. 94, и g является таким, как представлен Уравнением 272. Отметим, что t является временем. В настоящем варианте осуществления описание выполняется, взяв в качестве примера временную область.

Блок изменения мощности (10701B) в качестве ввода принимает (отображенный) основополосный сигнал 307B для схемы модуляции 16QAM и управляющий сигнал (10700). Пусть значением для изменения мощности, заданным на основе управляющего сигнала (10700), будет u , тогда блок изменения мощности выводит сигнал (10702B), полученный путем умножения на u (отображенного) основополосного сигнала 307B для схемы модуляции 16QAM. Пусть u будет вещественным числом и $u > 1,0$. Пусть матрицей предварительного кодирования в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования будет $F[t]$ (представленная в виде функции от t , поскольку матрицы предварительного кодирования переключаются по временной области t), тогда выполняется следующее уравнение.

Математическое выражение 601. Уравнение 478

$$\begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} = F[t] \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ = F[t] \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix}$$

Поэтому отношение средней мощности для QPSK к средней мощности для 16QAM устанавливается в $1:u^2$. С помощью этой структуры устройство приема находится в состоянии приема, в котором получается абсолютное значение логарифмического отношения правдоподобия, показанное на фиг. 106. Поэтому в устройстве приема повышается качество приема данных.

Нижеследующее описывает случай, где u в отношении средней мощности для QPSK к средней мощности для 16QAM $1:u^2$ устанавливается, как показано в следующем уравнении.

Математическое выражение 602. Уравнение 479

$$u = \sqrt{5}$$

В этом случае минимальное евклидово расстояние между сигнальными точками на плоскости I-Q для QPSK и минимальное евклидово расстояние между сигнальными точками на плоскости I-Q для 16QAM может быть одинаковым. Поэтому можно добиться отличного качества приема.

Однако условие того, что выравниваются минимальные евклидовы расстояния между сигнальными точками на плоскости I-Q для двух разных схем модуляции, является всего лишь примером схемы задания отношения средней мощности для QPSK к средней мощности для 16QAM. Например, в соответствии с другими условиями, такими как длина кода и коэффициент кодирования u кода исправления ошибок, используемого для кодирования с исправлением ошибок, можно добиться отличного качества приема, когда значение u для изменения мощности устанавливается в значение (большее значение или меньшее значение), отличное от значения, в котором выравниваются минимальные евклидовы расстояния между сигнальными точками на плоскости I-Q для двух разных схем модуляции.

Чтобы увеличить минимальное расстояние между возможными сигнальными точками, полученными в момент приема, рассматривается схема задания значения u , как показано в следующем уравнении.

Математическое выражение 603. Уравнение 480

$$u = \sqrt{2}$$

Однако значение устанавливается подходящим образом в соответствии с условиями, необходимыми как некая система. В традиционной технологии управление мощностью передачи обычно выполняется на основе информации обратной связи от партнера по связи. Настоящее изобретение отличается тем, что в настоящем варианте осуществления мощность передачи регулируется независимо от информации обратной связи от партнера по связи. Приводится подробное описание этого момента.

Вышеизложенное описывает, что значение u для изменения мощности устанавливается на основе управляющего сигнала (10700). Нижеследующее подробно описывает задание значения u для изменения мощности на основе управляющего сигнала (10700), чтобы повысить качество приема данных в устройстве приема.

Пример 1-1.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) s_1 и s_2 в соответствии с длиной блока (количество разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, также называется длиной кода) для кодирования с исправлением ошибок, используемого для формирования s_1 и s_2 , когда устройство передачи поддерживает множество длин блоков для кодирования с исправлением ошибок.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, коди-

рование с LDPC или т.п. Во многих системах связи и вещательных системах поддерживается множество длин блоков. Кодированные данные, для которых выполнено кодирование с исправлением ошибок, чья длина блока выбирается из множества поддерживаемых длин блоков, распределяются двум системам. Кодированные данные, распределенные двум системам, модулируются в схеме модуляции для s_1 и в схеме модуляции для s_2 , чтобы сформировать (отображенные) основополосные сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим выбранную длину блока для кодирования с исправлением ошибок, описанного выше. Блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Пример 1-1 отличается тем, что блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с выбранной длиной блока, указанной управляющим сигналом (10700).

Здесь значение для изменения мощности, заданное в соответствии с длиной X блока, называется u_{LX} . Например, когда 1000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L1000} . Когда 1500 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L1500} . Когда 3000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L3000} . В этом случае, например, путем задания u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой длины кода. Однако в зависимости от заданной длины кода можно и не получить результат, даже если изменяется значение для изменения мощности. В таком случае, даже когда длина кода изменяется, не нужно изменять значение для изменения мощности (например, может выполняться $u_{L1000}=u_{L1500}$). Важно то, что два или более значения существуют в u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000} . Хотя в вышеприведенном описании в качестве примера берется случай трех длин кода, настоящее изобретение этим не ограничивается. Важным моментом является то, что существует два или более значения для изменения мощности, когда имеется две или более длины кода, которые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений для изменения мощности, когда задается длина кода, и выполняет изменение мощности.

Пример 1-2.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) s_1 и s_2 в соответствии со скоростью кодирования для кодирования с исправлением ошибок, используемого для формирования s_1 и s_2 , когда устройство передачи поддерживает множество скоростей кодирования для кодирования с исправлением ошибок.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Во многих системах связи и вещательных системах поддерживается множество скоростей кодирования. Кодированные данные, для которых выполнено кодирование с исправлением ошибок, чья скорость кодирования выбирается из множества поддерживаемых скоростей кодирования, распределяются двум системам. Кодированные данные, распределенные двум системам, модулируются в схеме модуляции для s_1 и в схеме модуляции для s_2 , чтобы сформировать (отображенные) основополосные сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим выбранную скорость кодирования для кодирования с исправлением ошибок, описанного выше. Блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Пример 1-2 отличается тем, что блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с выбранной скоростью кодирования, указанной управляющим сигналом (10700).

Здесь значение для изменения мощности, заданное в соответствии со скоростью g_x кодирования, называется u_{gx} .

Например, когда g_1 выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{g1} . Когда g_2 выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{g2} . Когда g_3 выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{g3} . В этом случае, например, путем задания u_{g1} , u_{g2} и u_{g3} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой скорости кодирования. Однако в зависимости от заданной скорости кодирования можно и не получить результат, даже если изменяется значение для изменения мощности. В таком случае, даже когда скорость кодирования изменяется, не нужно изменять значение для изменения мощности (например, может выполняться $u_{g1}=u_{g2}$). Важно то, что два или более значения существуют в u_{g1} , u_{g2} и u_{g3} .

Отметим, что в качестве примеров g_1 , g_2 и g_3 , описанных выше, рассматриваются скорости $1/2$, $2/3$ и $3/4$ кодирования, когда кодом исправления ошибок является код LDPC.

Хотя в вышеприведенном описании в качестве примера берется случай трех скоростей кодирования, настоящее изобретение этим не ограничивается. Важным моментом является то, что существует два или более значения для изменения мощности, когда имеется две или более скорости кодирования, кото-

рые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений для изменения мощности, когда задается скорость кодирования, и выполняет изменение мощности.

Пример 1-3.

Чтобы устройство приема добилось отличного качества приема данных, важно реализовать следующее.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) s_1 и s_2 в соответствии со схемой модуляции, используемой для формирования s_1 и s_2 , когда устройство передачи поддерживает множество схем модуляции.

Здесь в качестве примера рассматривается случай, где схема модуляции для s_1 фиксируется в QPSK, а схема модуляции для s_2 меняется с 16QAM на 64QAM с помощью управляющего сигнала (или может устанавливаться либо в 16QAM, либо в 64QAM). Отметим, что в случае, где схемой модуляции для $s_2(t)$ является 64QAM, схема отображения для $s_2(t)$ является такой, как показана на фиг. 109, и k представляется следующим уравнением.

Математическое выражение 604. Уравнение 481

$$k = \frac{z}{\sqrt{42}}$$

Путем выполнения отображения таким образом средняя мощность (среднее значение), полученная, когда h представляется Уравнением 273 на фиг. 95 в QPSK, становится равной средней мощности (среднему значению), полученному, когда g представляется Уравнением 272 на фиг. 94 в 16QAM. При отображении в 64QAM значения I и Q определяются из ввода шести разрядов. В этой связи отображение в 64QAM может выполняться аналогично отображению в QPSK и 16QAM.

Другими словами, на фиг. 109 в качестве примера расположения сигнальных точек на плоскости I - Q для 64QAM $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ отображается в $(I, Q) = (7 \times k, 7 \times k)$, $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 0, 1)$ отображается в $(I, Q) = (7 \times k, 5 \times k)$, $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 1, 0)$ отображается в $(I, Q) = (5 \times k, 7 \times k)$, $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 0, 1, 1)$ отображается в $(I, Q) = (5 \times k, 5 \times k)$, $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (0, 0, 0, 1, 0, 0)$ отображается в $(I, Q) = (7 \times k, 1 \times k)$, ..., $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (1, 1, 1, 1, 1, 0)$ отображается в $(I, Q) = (-3 \times k, -1 \times k)$ и $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (1, 1, 1, 1, 1, 1)$ отображается в $(I, Q) = (-3 \times k, -3 \times k)$.

На фиг. 107 блок 10701В изменения мощности устанавливает так, что $u = u_{16}$, когда схемой модуляции для s_2 является 16QAM, и устанавливает так, что $u = u_{64}$, когда схемой модуляции для s_2 является 64QAM. В этом случае, благодаря взаимосвязи между минимальными евклидовыми расстояниями, в результате установки так, чтобы $u_{16} < u_{64}$, получается отличное качество приема данных в устройстве приема, когда схемой модуляции для s_2 является либо 16QAM, либо 64QAM.

Отметим, что в вышеприведенном описании "схема модуляции для s_1 фиксируется в QPSK". Также рассматривается, что схема модуляции для s_2 фиксируется в QPSK. В этом случае предполагается, что изменение мощности не выполняется для фиксированной схемы модуляции (здесь это QPSK), а выполняется для множества схем модуляции, которые можно задавать (здесь это 16QAM и 64QAM). Другими словами, в этом случае устройство передачи не имеет структуры, показанной на фиг. 107, а имеет структуру, в которой блок 10701В изменения мощности исключается из структуры на фиг. 107, и блок изменения мощности предоставляется стороне $s_1(t)$. Когда фиксированная схема модуляции (здесь это QPSK) устанавливается для s_2 , выполняется следующее уравнение.

Математическое выражение 605. Уравнение 482

$$\begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} = F[t] \begin{pmatrix} u e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ = F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix}$$

Когда схема модуляции для s_2 фиксируется в QPSK, а схема модуляции для s_1 меняется с 16QAM на 64QAM (устанавливается либо в 16QAM, либо в 64QAM), следует соблюдать отношение $u_{16} < u_{64}$ (отметим, что умноженным значением для изменения мощности в 16QAM является u_{16} , умноженным значением для изменения мощности в 64QAM является u_{64} , и изменение мощности не выполняется в QPSK).

Также, когда набор из схемы модуляции для s_1 и схемы модуляции для s_2 можно установить в любой из набора QPSK и 16QAM, набора 16QAM и QPSK, набора QPSK и 64QAM и набора 64QAM и QPSK, следует соблюдать отношение $u_{16} < u_{64}$.

Нижеследующее описывает случай, где вышеприведенное описание обобщается.

Пусть схема модуляции для s_1 фиксируется в схеме С модуляции, в которой количество сигнальных точек на плоскости I - Q равно c . Пусть схема модуляции для s_2 устанавливается либо в схему А модуляции, в которой количество сигнальных точек на плоскости I - Q равно a , либо в схему В модуляции, в которой количество сигнальных точек на плоскости I - Q равно b ($a > b > c$) (однако пусть средняя мощность (среднее значение) для s_2 в схеме А модуляции будет равна средней мощности (среднему значению) для s_2 в схеме В модуляции). В этом случае значение для изменения мощности, заданное, когда схема А мо-

дуляции устанавливается в схему модуляции для s_2 , равно u_a . Также значение для изменения мощности, заданное, когда схема В модуляции устанавливается в схему модуляции для s_2 , равно u_b . В этом случае, когда выполняется отношение $u_b < u_a$, получается отличное качество приема данных в устройстве приема. Предполагается, что изменение мощности не выполняется для фиксированной схемы модуляции (здесь это схема С модуляции), а выполняется для множества схем модуляции, которые можно задавать (здесь это схемы А и В модуляции). Когда схема модуляции для s_2 фиксируется в схеме С модуляции, а схема модуляции для s_1 меняется со схемы А модуляции на схему В модуляции (устанавливается в любую из схем А или В модуляции), должно выполняться отношение $u_b < u_a$. Также, когда набор из схемы модуляции для s_1 и схемы модуляции для s_2 можно установить в любой из набора из схемы С модуляции и схемы А модуляции, набора из схемы А модуляции и схемы С модуляции, набора из схемы С модуляции и схемы В модуляции и набора из схемы В модуляции и схемы С модуляции, должно выполняться отношение $u_b < u_a$.

Пример 2.

Нижеследующее с использованием фиг. 107 описывает пример работы, отличной от описанной в Примере 1. Пусть $s_1(t)$ будет (отображенным) основополосным сигналом для схемы модуляции 64QAM. Схема отображения является такой, как показана на фиг. 109, и k является таким, как представлен Уравнением 481. Также пусть $s_2(t)$ будет (отображенным) основополосным сигналом для схемы модуляции 16QAM. Схема отображения является такой, как показана на фиг. 94, и g является таким, как представлен Уравнением 272. Отметим, что t является временем. В настоящем варианте осуществления описание выполняется, взяв в качестве примера временную область.

Блок изменения мощности (10701B) в качестве ввода принимает (отображенный) основополосный сигнал 307B для схемы модуляции 16QAM и управляющий сигнал (10700). Пусть значением для изменения мощности, заданным на основе управляющего сигнала (10700), будет u , тогда блок изменения мощности выводит сигнал (10702B), полученный путем умножения на u (отображенного) основополосного сигнала 307B для схемы модуляции 16QAM. Пусть u будет вещественным числом и $u < 1,0$. Пусть матрицей предварительного кодирования в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования будет $F[t]$, тогда выполняется следующее уравнение.

Математическое выражение 606. Уравнение 483

$$\begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} = F[t] \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ = F[t] \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix}$$

Поэтому отношение средней мощности для 64QAM к средней мощности для 16QAM устанавливается в $1:u^2$. С помощью этой структуры устройство приема находится в состоянии приема, которое показано на фиг. 106. Поэтому в устройстве приема повышается качество приема данных.

В традиционной технологии управление мощностью передачи обычно выполняется на основе информации обратной связи от партнера по связи. Настоящее изобретение отличается тем, что в настоящем варианте осуществления мощность передачи регулируется независимо от информации обратной связи от партнера по связи. Приводится подробное описание этого момента.

Вышеизложенное описывает, что значение u для изменения мощности устанавливается на основе управляющего сигнала (10700). Нижеследующее подробно описывает задание значения u для изменения мощности на основе управляющего сигнала (10700), чтобы повысить качество приема данных в устройстве приема.

Пример 2-1.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) s_1 и s_2 в соответствии с длиной блока (количество разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, также называется длиной кода) для кодирования с исправлением ошибок, используемого для формирования s_1 и s_2 , когда устройство передачи поддерживает множество длин блоков для кодирования с исправлением ошибок.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Во многих системах связи и вещательных системах поддерживается множество длин блоков. Кодированные данные, для которых выполнено кодирование с исправлением ошибок, чья длина блока выбирается из множества поддерживаемых длин блоков, распределяются двум системам. Кодированные данные, распределенные двум системам, модулируются в схеме модуляции для s_1 и в схеме модуляции для s_2 , чтобы сформировать (отображенные) основополосные сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим выбранную длину блока для кодирования с исправлением ошибок, описанного выше. Блок изменения мощности (10701B) задает значение u для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с выбранной длиной блока, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значение для изменения мощности, заданное в соответствии с длиной X блока, называется u_{LX} .

Например, когда 1000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L1000} . Когда 1500 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L1500} . Когда 3000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L3000} . В этом случае, например, путем задания u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой длины кода. Однако в зависимости от заданной длины кода можно и не получить результат, даже если изменяется значение для изменения мощности. В таком случае, даже когда длина кода изменяется, не нужно изменять значение для изменения мощности (например, может выполняться $u_{L1000}=u_{L1500}$). Важно то, что два или более значения существуют в u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000} . Хотя в вышеприведенном описании в качестве примера берется случай трех длин кода, настоящее изобретение этим не ограничивается. Важным моментом является то, что существует два или более значения для изменения мощности, когда имеется две или более длины кода, которые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений для изменения мощности, когда задается длина кода, и выполняет изменение мощности.

Пример 2-2.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) $s1$ и $s2$ в соответствии со скоростью кодирования для кодирования с исправлением ошибок, используемого для формирования $s1$ и $s2$, когда устройство передачи поддерживает множество скоростей кодирования для кодирования с исправлением ошибок.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Во многих системах связи и вещательных системах поддерживается множество скоростей кодирования. Кодированные данные, для которых выполнено кодирование с исправлением ошибок, чья скорость кодирования выбирается из множества поддерживаемых скоростей кодирования, распределяются двум системам. Кодированные данные, распределенные двум системам, модулируются в схеме модуляции для $s1$ и в схеме модуляции для $s2$, чтобы сформировать (отображенные) основоположные сигналы $s1(t)$ и $s2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим выбранную скорость кодирования для кодирования с исправлением ошибок, описанного выше. Блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с выбранной скоростью кодирования, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значение для изменения мощности, заданное в соответствии со скоростью g_x кодирования, называется u_{gx} .

Например, когда $g1$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{g1} . Когда $g2$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{g2} . Когда $g3$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{g3} . В этом случае, например, путем задания u_{g1} , u_{g2} и u_{g3} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой скорости кодирования. Однако в зависимости от заданной скорости кодирования можно и не получить результат, даже если изменяется значение для изменения мощности. В таком случае, даже когда скорость кодирования изменяется, не нужно изменять значение для изменения мощности (например, может выполняться $u_{g1}=u_{g2}$). Важно то, что два или более значения существуют в u_{g1} , u_{g2} и u_{g3} .

Отметим, что в качестве примеров $g1$, $g2$ и $g3$, описанных выше, рассматриваются скорости $1/2$, $2/3$ и $3/4$ кодирования, когда кодом исправления ошибок является код LDPC. Хотя в вышеприведенном описании в качестве примера берется случай трех скоростей кодирования, настоящее изобретение этим не ограничивается. Важным моментом является то, что существует два или более значения для изменения мощности, когда имеется две или более скорости кодирования, которые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений для изменения мощности, когда задается скорость кодирования, и выполняет изменение мощности.

Пример 2-3.

Чтобы устройство приема добилось отличного качества приема данных, важно реализовать следующее. Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) $s1$ и $s2$ в соответствии со схемой модуляции, используемой для формирования $s1$ и $s2$, когда устройство передачи поддерживает множество схем модуляции.

Здесь в качестве примера рассматривается случай, где схема модуляции для $s1$ фиксируется в

64QAM, а схема модуляции для s_2 меняется с 16QAM на QPSK с помощью управляющего сигнала (или может устанавливаться либо в 16QAM, либо в QPSK).

В случае, где схемой модуляции для s_1 является 64QAM, схема отображения для $s_1(t)$ является такой, как показана на фиг. 109, и k представляется Уравнением 481 на фиг. 109. В случае, где схемой модуляции для s_2 является 16QAM, схема отображения для $s_2(t)$ является такой, как показана на фиг. 94, и g представляется Уравнением 272 на фиг. 94. Также в случае, где схемой модуляции для s_2 является QPSK, схема отображения для $s_2(t)$ является такой, как показана на фиг. 95, и h представляется Уравнением 273 на фиг. 95.

В результате выполнения отображения таким образом средняя мощность в 16QAM становится равной средней мощности в QPSK.

На фиг. 107 блок 10701В изменения мощности устанавливает так, что $u=u_{16}$, когда схемой модуляции для s_2 является 16QAM, и устанавливает так, что $u=u_4$, когда схемой модуляции для s_2 является QPSK. В этом случае, благодаря взаимосвязи между минимальными евклидовыми расстояниями, в результате установки так, чтобы $u_4 < u_{16}$, получается отличное качество приема данных в устройстве приема, когда схемой модуляции для s_2 является либо 16QAM, либо QPSK.

Отметим, что в вышеприведенном описании схема модуляции для s_1 фиксируется в 64QAM. Когда схема модуляции для s_2 фиксируется в 64QAM, а схема модуляции для s_1 меняется с 16QAM на QPSK (устанавливается либо в 16QAM, либо в QPSK), должно соблюдаться отношение $u_4 < u_{16}$ (следует использовать те же соображения, что и в примере 1-3) (отметим, что умноженным значением для изменения мощности в 16QAM является u_{16} , умноженным значением для изменения мощности в QPSK является u_4 , и изменение мощности не выполняется в 64QAM). Также, когда набор из схемы модуляции для s_1 и схемы модуляции для s_2 можно установить в любой из набора из 64QAM и 16QAM, набора из 16QAM и 64QAM, набора из 64QAM и QPSK и набора из QPSK и 64QAM, следует соблюдать отношение $u_4 < u_{16}$.

Нижеследующее описывает случай, где вышеприведенное описание обобщается.

Пусть схема модуляции для s_1 фиксируется в схеме С модуляции, в которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно c . Пусть схема модуляции для s_2 устанавливается либо в схему А модуляции, в которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно a , либо в схему В модуляции, в которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно b ($c > b > a$) (однако пусть средняя мощность (среднее значение) для s_2 в схеме А модуляции будет равна средней мощности (среднему значению) для s_2 в схеме В модуляции).

В этом случае значение для изменения мощности, заданное, когда схема А модуляции устанавливается в качестве схемы модуляции для s_2 , равно u_a . Также значение для изменения мощности, заданное, когда схема В модуляции устанавливается в схему модуляции для s_2 , равно u_b . В этом случае, когда выполняется отношение $u_a < u_b$, получается отличное качество приема данных в устройстве приема. Предполагается, что изменение мощности не выполняется для фиксированной схемы модуляции (здесь это схема С модуляции), а выполняется для множества схем модуляции, которые можно задавать (здесь это схемы А и В модуляции). Когда схема модуляции для s_2 фиксируется в схеме С модуляции, а схема модуляции для s_1 меняется со схемы А модуляции на схему В модуляции (устанавливается в любую из схем А или В модуляции), должно выполняться отношение $u_a < u_b$. Также, когда набор из схемы модуляции для s_1 и схемы модуляции для s_2 можно установить в любой из набора из схемы С модуляции и схемы А модуляции, набора из схемы А модуляции и схемы С модуляции, набора из схемы С модуляции и схемы В модуляции и набора из схемы В модуляции и схемы С модуляции, должно выполняться отношение $u_a < u_b$.

Пример 3.

Нижеследующее с использованием фиг. 107 описывает пример работы, отличной от описанной в Примере 1. Пусть $s_1(t)$ будет (отображенным) основополосным сигналом для схемы модуляции 16QAM. Схема отображения является такой, как показана на фиг. 94, и g является таким, как представлен Уравнением 272. Пусть $s_2(t)$ будет (отображенным) основополосным сигналом для схемы модуляции 64QAM. Схема отображения является такой, как показана на фиг. 109, и k является таким, как представлен Уравнением 481. Отметим, что t является временем. В настоящем варианте осуществления описание выполняется, взяв в качестве примера временную область.

Блок изменения мощности (10701В) в качестве ввода принимает (отображенный) основополосный сигнал 307В для схемы модуляции 64QAM и управляющий сигнал (10700). Пусть значением для изменения мощности, заданным на основе управляющего сигнала (10700), будет i , тогда блок изменения мощности выводит сигнал (10702В), полученный путем умножения на i (отображенного) основополосного сигнала 307В для схемы модуляции 64QAM. Пусть i будет вещественным числом и $u > 1,0$. Пусть матрицей предварительного кодирования в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования будет $F[t]$, тогда выполняется следующее уравнение.

Математическое выражение 607. Уравнение 484

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = F \begin{bmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ = F \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{bmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

Поэтому отношение средней мощности для 16QAM к средней мощности для 64QAM устанавливается в $1:u^2$. С помощью этой структуры устройство приема находится в состоянии приема, которое показано на фиг. 106. Поэтому в устройстве приема повышается качество приема данных.

В традиционной технологии управление мощностью передачи обычно выполняется на основе информации обратной связи от партнера по связи. Настоящее изобретение отличается тем, что в настоящем варианте осуществления мощность передачи регулируется независимо от информации обратной связи от партнера по связи.

Приводится подробное описание этого момента.

Вышеизложенное описывает, что значение и для изменения мощности устанавливается на основе управляющего сигнала (10700). Нижеследующее подробно описывает задание значения и для изменения мощности на основе управляющего сигнала (10700), чтобы повысить качество приема данных в устройстве приема.

Пример 3-1.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) $s1$ и $s2$ в соответствии с длиной блока (количество разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, также называется длиной кода) для кодирования с исправлением ошибок, используемого для формирования $s1$ и $s2$, когда устройство передачи поддерживает множество длин блоков для кодирования с исправлением ошибок.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Во многих системах связи и вещательных системах поддерживается множество длин блоков. Кодированные данные, для которых выполнено кодирование с исправлением ошибок, чья длина блока выбирается из множества поддерживаемых длин блоков, распределяются двум системам. Кодированные данные, распределенные двум системам, модулируются в схеме модуляции для $s1$ и в схеме модуляции для $s2$, чтобы сформировать (отображенные) основополосные сигналы $s1(t)$ и $s2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим выбранную длину блока для кодирования с исправлением ошибок, описанного выше. Блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с выбранной длиной блока, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значение для изменения мощности, заданное в соответствии с длиной X блока, называется u_{LX} . Например, когда 1000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L1000} . Когда 1500 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L1500} . Когда 3000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L3000} . В этом случае, например, путем задания u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой длины кода. Однако в зависимости от заданной длины кода можно и не получить результат, даже если изменяется значение для изменения мощности. В таком случае, даже когда длина кода изменяется, не нужно изменять значение для изменения мощности (например, может выполняться $u_{L1000} = u_{L1500}$). Важно то, что два или более значения существуют в u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000} . Хотя в вышеприведенном описании в качестве примера берется случай трех длин кода, настоящее изобретение этим не ограничивается. Важным моментом является то, что существует два или более значения для изменения мощности, когда имеется две или более длины кода, которые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений для изменения мощности, когда задается длина кода, и выполняет изменение мощности.

Пример 3-2.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) $s1$ и $s2$ в соответствии со скоростью кодирования для кодирования с исправлением ошибок, используемого для формирования $s1$ и $s2$, когда устройство передачи поддерживает множество скоростей кодирования для кодирования с исправлением ошибок.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Во многих системах связи и вещательных системах поддерживается множество скоростей кодирования. Кодированные данные, для которых выполнено кодирование с исправлением ошибок, чья скорость кодирования выбирается из множества поддерживаемых скоростей кодирования,

распределяются двум системам. Кодированные данные, распределенные двум системам, модулируются в схеме модуляции для s_1 и в схеме модуляции для s_2 , чтобы сформировать (отображенные) основоположные сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим выбранную скорость кодирования для кодирования с исправлением ошибок, описанного выше. Блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блок изменения мощности (10701B) задает значение и для изменения мощности в соответствии с выбранной скоростью кодирования, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значение для изменения мощности, заданное в соответствии со скоростью g_x кодирования, называется u_{gx} .

Например, когда g_1 выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{r1} . Когда g_2 выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{r2} . Когда g_3 выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{r3} . В этом случае, например, путем задания u_{r1} , u_{r2} и u_{r3} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой скорости кодирования.

Однако в зависимости от заданной скорости кодирования можно и не получить результат, даже если изменяется значение для изменения мощности. В таком случае, даже когда скорость кодирования изменяется, не нужно изменять значение для изменения мощности (например, может выполняться $u_{r1}=u_{r2}$). Важно то, что два или более значения существуют в u_{r1} , u_{r2} и u_{r3} .

Отметим, что в качестве примеров g_1 , g_2 и g_3 , описанных выше, рассматриваются скорости 1/2, 2/3 и 3/4 кодирования, когда кодом исправления ошибок является код LDPC. Хотя в вышеприведенном описании в качестве примера берется случай трех скоростей кодирования, настоящее изобретение этим не ограничивается. Важным моментом является то, что существует два или более значения для изменения мощности, когда имеется две или более скорости кодирования, которые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений для изменения мощности, когда задается скорость кодирования, и выполняет изменение мощности.

Пример 3-3.

Чтобы устройство приема добилося отличного качества приема данных, важно реализовать следующее.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) s_1 и s_2 в соответствии со схемой модуляции, используемой для формирования s_1 и s_2 , когда устройство передачи поддерживает множество схем модуляции.

Здесь в качестве примера рассматривается случай, где схема модуляции для s_1 фиксируется в 16QAM, а схема модуляции для s_2 меняется с 64QAM на QPSK с помощью управляющего сигнала (или может устанавливаться либо в 64QAM, либо в QPSK).

В случае, где схемой модуляции для s_1 является 16QAM, схема отображения для $s_2(t)$ является такой, как показана на фиг. 94, и g представляется Уравнением 272 на фиг. 94. В случае, где схемой модуляции для s_2 является 64QAM, схема отображения для $s_1(t)$ является такой, как показана на фиг. 109, и k представляется Уравнением 481 на фиг. 109. Также в случае, где схемой модуляции для s_2 является QPSK, схема отображения для $s_2(t)$ является такой, как показана на фиг. 95, и h представляется Уравнением 273 на фиг. 95.

В результате выполнения отображения таким образом средняя мощность в 16QAM становится равной средней мощности в QPSK.

На фиг. 107 блок 10701B изменения мощности устанавливает так, что $u=u_{64}$, когда схемой модуляции для s_2 является 64QAM, и устанавливает так, что $u=u_4$, когда схемой модуляции для s_2 является QPSK. В этом случае, благодаря взаимосвязи между минимальными евклидовыми расстояниями, в результате установки так, чтобы $u_4 < u_{64}$, получается отличное качество приема данных в устройстве приема, когда схемой модуляции для s_2 является либо 16QAM, либо 64QAM.

Отметим, что в вышеприведенном описании схема модуляции для s_1 фиксируется в 16QAM. Когда схема модуляции для s_2 фиксируется в 16QAM, а схема модуляции для s_1 меняется с 64QAM на QPSK (устанавливается либо в 64QAM, либо в QPSK), должно соблюдаться отношение $u_4 < u_{64}$ (следует использовать те же соображения, что и в примере 1-3) (отметим, что умноженным значением для изменения мощности в 64QAM является u_{64} , умноженным значением для изменения мощности в QPSK является u_4 , и изменение мощности не выполняется в 16QAM). Также, когда набор из схемы модуляции для s_1 и схемы модуляции для s_2 можно установить в любой из набора из 16QAM и 64QAM, набора из 64QAM и 16QAM, набора из 16QAM и QPSK и набора из QPSK и 16QAM, следует соблюдать отношение $u_4 < u_{64}$.

Нижеследующее описывает случай, где вышеприведенное описание обобщается.

Пусть схема модуляции для s_1 фиксируется в схеме С модуляции, в которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно с. Пусть схема модуляции для s_2 устанавливается либо в схему А модуляции, в которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно а, либо в схему В модуляции, в

которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно b ($c > b > a$) (однако пусть средняя мощность (среднее значение) для s_2 в схеме А модуляции будет равна средней мощности (среднему значению) для s_2 в схеме В модуляции).

В этом случае значение для изменения мощности, заданное, когда схема А модуляции устанавливается в качестве схемы модуляции для s_2 , равно u_a . Также значение для изменения мощности, заданное, когда схема В модуляции устанавливается в схему модуляции для s_2 , равно u_b . В этом случае, когда выполняется отношение $u_a < u_b$, получается отличное качество приема данных в устройстве приема.

Предполагается, что изменение мощности не выполняется для фиксированной схемы модуляции (здесь это схема С модуляции), а выполняется для множества схем модуляции, которые можно задавать (здесь это схемы А и В модуляции). Когда схема модуляции для s_2 фиксируется в схеме С модуляции, а схема модуляции для s_1 меняется со схемы А модуляции на схему В модуляции (устанавливается в любую из схем А или В модуляции), должно выполняться отношение $u_a < u_b$. Также, когда набор из схемы модуляции для s_1 и схемы модуляции для s_2 можно установить в любой из набора из схемы С модуляции и схемы А модуляции, набора из схемы А модуляции и схемы С модуляции, набора из схемы С модуляции и схемы В модуляции и набора из схемы В модуляции и схемы С модуляции, должно выполняться отношение $u_a < u_b$.

Пример 4.

Выше описан случай, где изменение мощности выполняется для одной из схем модуляции для s_1 и s_2 . Нижеследующее описывает случай, где изменение мощности выполняется для обеих схем модуляции для s_1 и s_2 .

Пример работы описывается с использованием фиг. 108. Пусть $s_1(t)$ будет (отображенным) основополосным сигналом для схемы модуляции QPSK. Схема отображения является такой, как показана на фиг. 95, и h является таким, как представлен Уравнением 273. Также пусть $s_2(t)$ будет (отображенным) основополосным сигналом для схемы модуляции 16QAM. Схема отображения является такой, как показана на фиг. 94, и g является таким, как представлен Уравнением 272. Отметим, что t является временем. В настоящем варианте осуществления описание выполняется, взяв в качестве примера временную область.

Блок изменения мощности (10701A) в качестве ввода принимает (отображенный) основополосный сигнал 307A для схемы модуляции QPSK и управляющий сигнал (10700). Пусть значением для изменения мощности, заданным на основе управляющего сигнала (10700), будет v , тогда блок изменения мощности выводит сигнал (10702A), полученный путем умножения на v (отображенного) основополосного сигнала 307A для схемы модуляции QPSK.

Блок изменения мощности (10701B) в качестве ввода принимает (отображенный) основополосный сигнал 307B для схемы модуляции 16QAM и управляющий сигнал (10700). Пусть значением для изменения мощности, заданным на основе управляющего сигнала (10700), будет u , тогда блок изменения мощности выводит сигнал (10702B), полученный путем умножения на u (отображенного) основополосного сигнала 307B для схемы модуляции 16QAM. Тогда пусть $u = v \times w$ ($w > 1, 0$).

Пусть матрицей предварительного кодирования в схеме предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования будет $F[t]$, тогда выполняется следующее Уравнение 485.

Математическое выражение 608. Уравнение 485

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} v e^{j\theta} & 0 \\ 0 & u e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & v \times w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Поэтому отношение средней мощности для QPSK к средней мощности для 16QAM устанавливается в $v^2:u^2=v^2:v^2 \times w^2=1:w^2$. С помощью этой структуры устройство приема находится в состоянии приема, которое показано на фиг. 106. Поэтому в устройстве приема повышается качество приема данных.

Отметим, что в связи с Уравнениями 479 и 480, эффективные примеры отношения средней мощности для QPSK к средней мощности для 16QAM считаются $v^2:u^2=v^2:v^2 \times w^2=1:w^2=1:5$ либо $v^2:u^2=v^2:v^2 \times w^2=1:w^2=1:2$. Однако отношение устанавливается подходящим образом в соответствии с условиями, необходимыми как некая система.

В традиционной технологии управление мощностью передачи обычно выполняется на основе информации обратной связи от партнера по связи. Настоящее изобретение отличается тем, что в настоящем варианте осуществления мощность передачи регулируется независимо от информации обратной связи от партнера по связи. Приводится подробное описание этого момента.

Вышеизложенное описывает, что значения v и u для изменения мощности устанавливаются на основе управляющего сигнала (10700). Нижеследующее подробно описывает задание значений v и u для изменения мощности на основе управляющего сигнала (10700), чтобы повысить качество приема данных

в устройстве приема.

Пример 4-1.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) s_1 и s_2 в соответствии с длиной блока (количество разрядов, составляющих один кодирующий (кодированный) блок, также называется длиной кода) для кодирования с исправлением ошибок, используемого для формирования s_1 и s_2 , когда устройство передачи поддерживает множество длин блоков для кодирования с исправлением ошибок.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбокодирование или дуобинарное турбокодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Во многих системах связи и вещательных системах поддерживается множество длин блоков. Кодированные данные, для которых выполнено кодирование с исправлением ошибок, чья длина блока выбирается из множества поддерживаемых длин блоков, распределяются двум системам. Кодированные данные, распределенные двум системам, модулируются в схеме модуляции для s_1 и в схеме модуляции для s_2 , чтобы сформировать (отображенные) основополосные сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим выбранную длину блока для кодирования с исправлением ошибок, описанного выше. Блок изменения мощности (10701A) задает значение v для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700). Аналогичным образом блок изменения мощности (10701B) задает значение u для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блоки изменения мощности (10701A и 10701B) соответственно задают значения v и u для изменения мощности в соответствии с выбранной длиной блока, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значения для изменения мощности, заданные в соответствии с длиной X блока, называются v_{LX} и u_{LX} .

Например, когда 1000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701A) устанавливает значение для изменения мощности в v_{L1000} . Когда 1500 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701A) устанавливает значение для изменения мощности в v_{L1500} . Когда 3000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701A) устанавливает значение для изменения мощности в v_{L3000} .

С другой стороны, когда 1000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L1000} . Когда 1500 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L1500} . Когда 3000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{L3000} .

В этом случае, например, путем задания v_{L1000} , v_{L1500} и v_{L3000} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой длины кода. Аналогичным образом путем задания u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой длины кода. Однако в зависимости от заданной длины кода можно и не получить результат, даже если изменяется значение для изменения мощности. В таком случае, даже когда длина кода изменяется, не нужно изменять значение для изменения мощности (например, может выполняться $u_{L1000}=u_{L1500}$ и может выполняться $v_{L1000}=v_{L1500}$). Важно то, что два или более значения существуют в наборе из v_{L1000} , v_{L1500} и v_{L3000} , и что два или более значения существуют в наборе из u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000}). Отметим, как описано выше, что v_{LX} и u_{LX} устанавливаются так, чтобы удовлетворять отношению средней мощности $1:w^2$.

Хотя в вышеприведенном описании в качестве примера берется случай трех длин кода, настоящее изобретение этим не ограничивается. Одним важным моментом является то, что существует два или более значения u_{LX} для изменения мощности, когда имеется две или более длины кода, которые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений u_{LX} для изменения мощности, когда задается длина кода, и выполняет изменение мощности. Другим важным моментом является то, что существует два или более значения v_{LX} для изменения мощности, когда имеется две или более длины кода, которые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений v_{LX} для изменения мощности, когда задается длина кода, и выполняет изменение мощности.

Пример 4-2.

Нижеследующее описывает схему задания средней мощности (средних значений) s_1 и s_2 в соответствии со скоростью кодирования для кодирования с исправлением ошибок, используемого для формирования s_1 и s_2 , когда устройство передачи поддерживает множество скоростей кодирования для кодирования с исправлением ошибок.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Во многих системах связи и вещательных системах поддерживается множество скоростей кодирования. Кодированные данные, для которых выполнено кодирование с исправлением ошибок, чья скорость кодирования выбирается из множества поддерживаемых скоростей кодирования,

распределяются двум системам. Кодированные данные, распределенные двум системам, модулируются в схеме модуляции для $s1$ и в схеме модуляции для $s2$, чтобы сформировать (отображенные) основоположные сигналы $s1(t)$ и $s2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим выбранную скорость кодирования для кодирования с исправлением ошибок, описанного выше. Блок изменения мощности (10701A) задает значение v для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700). Также блок изменения мощности (10701B) задает значение u для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блоки изменения мощности (10701A и 10701B) соответственно задают значения v и u для изменения мощности в соответствии с выбранной скоростью кодирования, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значения для изменения мощности, заданные в соответствии со скоростью g_x кодирования, называются v_{gx} и u_{gx} .

Например, когда $g1$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701A) устанавливает значение для изменения мощности в v_{r1} . Когда $g2$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701A) устанавливает значение для изменения мощности в v_{r2} . Когда $g3$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701A) устанавливает значение для изменения мощности в v_{r3} .

Также, когда $g1$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{r1} . Когда $g2$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{r2} . Когда $g3$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) устанавливает значение для изменения мощности в u_{r3} .

В этом случае, например, путем задания v_{r1} , v_{r2} и v_{r3} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой скорости кодирования. Аналогичным образом путем задания u_{r1} , u_{r2} и u_{r3} так, что они отличаются друг от друга, можно добиться высокой корректирующей способности для каждой скорости кодирования. Однако в зависимости от заданной скорости кодирования можно и не получить результат, даже если изменяется значение для изменения мощности. В таком случае, даже когда скорость кодирования изменяется, не нужно изменять значение для изменения мощности (например, может выполняться $v_{r1}=v_{r2}$ и может выполняться $u_{r1}=u_{r2}$). Важно то, что два или более значения существуют в наборе из v_{r1} , v_{r2} и v_{r3} , и что два или более значения существуют в наборе из u_{r1} , u_{r2} и u_{r3} . Отметим, как описано выше, что v_{gx} и u_{gx} устанавливаются так, чтобы удовлетворять отношению средней мощности $1:w^2$.

В качестве примеров $g1$, $g2$ и $g3$, описанных выше, рассматриваются скорости 1/2, 2/3 и 3/4 кодирования, когда кодом исправления ошибок является код LDPC.

Хотя в вышеприведенном описании в качестве примера берется случай трех скоростей кодирования, настоящее изобретение этим не ограничивается. Одним важным моментом является то, что существует два или более значения u_{gx} для изменения мощности, когда имеется две или более скорости кодирования, которые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений u_{gx} для изменения мощности, когда задается скорость кодирования, и выполняет изменение мощности. Другим важным моментом является то, что существует два или более значения v_{gx} для изменения мощности, когда имеется две или более скорости кодирования, которые можно задать, и устройство передачи выбирает любое из значений для изменения мощности из двух или более значений v_{gx} для изменения мощности, когда задается скорость кодирования, и выполняет изменение мощности.

Пример 4-3.

Чтобы устройство приема добилось отличного качества приема данных, важно реализовать следующее.

Нижеследующее описывает то, как задать средние мощности (средние значения) y $s1$ и $s2$ в соответствии со схемами модуляции, которые нужно использовать для формирования $s1$ и $s2$, по отношению к случаю, где устройство передачи поддерживает множество схем модуляции.

Например, нижеследующее описывает случай, в котором схема модуляции для $s1$ фиксируется в QPSK, а схема модуляции для $s2$ меняется с 16QAM на 64QAM (или применима либо 16QAM, либо 64QAM). Когда схемой модуляции для $s1$ является QPSK, схема отображения для $s1(t)$ является такой, как показана на фиг. 95. На фиг. 95 h представляется Уравнением 273. Когда схемой модуляции для $s2$ является 16QAM, схема отображения для $s2(t)$ является такой, как показана на фиг. 94. На фиг. 94 g представляется Уравнением 272. Когда схемой модуляции для $s2$ является 64QAM, схема отображения для $s2(t)$ является такой, как показана на фиг. 109. На фиг. 109 k представляется Уравнением 481.

На фиг. 108, когда схемой модуляции для $s1$ является QPSK, а схемой модуляции для $s2$ является 16QAM, предположим, что $v=\alpha$ и $u=\alpha \times w_{16}$. В этом случае отношение между средней мощностью QPSK и средней мощностью 16QAM равно $v^2:u^2=\alpha^2:\alpha^2 \times w_{16}^2=1:w_{16}^2$.

На фиг. 108, когда схемой модуляции для $s1$ является QPSK, а схемой модуляции для $s2$ является

64QAM, предположим, что $v=\beta$ и $u=\beta \times w_{64}$. В этом случае отношение между средней мощностью QPSK и средней мощностью 64QAM равно $v:u=\beta^2:\beta^2 \times w_{64}^2=1:w_{64}^2$. В этом случае в соответствии с взаимосвязью минимального евклидова расстояния устройство приема добивается высокого качества приема данных, когда $1,0 < w_{16} < w_{64}$, независимо от того, является ли схемой модуляции для s2 16QAM или 64QAM.

Отметим, что хотя в описании выше "схема модуляции для s1 фиксируется в QPSK", возможно, что "схема модуляции для s2 фиксируется в QPSK". Если это так, то предположим, что изменение мощности не выполняется по отношению к фиксированной схеме модуляции (QPSK в этом примере), а выполняется по отношению к выбираемым схемам модуляции (16QAM и 64QAM в этом примере). Следовательно, когда для s2 устанавливается фиксированная схема модуляции (QPSK в этом примере), выполняется следующее Уравнение 486.

Математическое выражение 609. Уравнение 486

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} ue^{j\theta} & 0 \\ 0 & ve^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v \times w & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

С учетом того, что даже когда "схема модуляции для s2 фиксируется в QPSK, а схема модуляции для s1 меняется с 16QAM на 64QAM (устанавливается либо в 16QAM, либо в 64QAM)", должно выполняться $1,0 < w_{16} < w_{64}$. (Отметим, что значением, используемым для умножения для изменения мощности в случае 16QAM, является $u=\alpha \times w_{16}$, значением, используемым для умножения для изменения мощности в случае 64QAM, является $u=\beta \times w_{64}$, значением, используемым для изменения мощности в случае QPSK, является $v=\alpha$, когда выбираемой схемой модуляции является 16QAM, и $v=\beta$, когда выбираемой схемой модуляции является 64QAM). Также, когда набор (схема модуляции для s1, схема модуляции для s2) является выбираемым из наборов (QPSK, 16QAM), (16QAM, QPSK), (QPSK, 64QAM) и (64QAM, QPSK), должно выполняться $1,0 < w_{16} < w_{64}$.

Нижеследующее обобщает вышеприведенное описание.

Для обобщения предположим, что схема модуляции для s1 фиксируется в схеме С модуляции, в которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно с. Также предположим, что схема модуляции для s2 является выбираемой из схемы А модуляции, при которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно а, и схемы В модуляции, при которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно b ($a > b > c$). В этом случае, когда схема модуляции для s2 устанавливается в схему А модуляции, предположим, что отношение между средней мощностью схемы модуляции для s1, которая является схемой С модуляции, и средней мощностью схемы модуляции для s2, которая является схемой А модуляции, равно $1:w_a^2$. Также, когда схема модуляции для s2 устанавливается в схему В модуляции, предположим, что отношение между средней мощностью схемы модуляции для s1, которая является схемой С модуляции, и средней мощностью схемы модуляции для s2, которая является схемой В модуляции, равно $1:w_b^2$. Если это так, то устройство приема добивается высокого качества приема данных, когда выполняется $w_b < w_a$.

Отметим, что хотя в вышеприведенном описании "схема модуляции для s1 фиксируется в С", даже когда "схема модуляции для s2 фиксируется в схеме С модуляции, а схема модуляции для s1 меняется со схемы А модуляции на схему В модуляции (устанавливается либо в схему А модуляции, либо в схему В модуляции), средние мощности должны удовлетворять $w_b < w_a$. (Если это так, как и в случае вышеприведенного описания, когда средняя мощность схемы С модуляции равна 1, то средняя мощность схемы А модуляции равна w_a^2 , а средняя мощность схемы В модуляции равна w_b^2). Также, когда набор (схема модуляции для s1, схема модуляции для s2) является выбираемым из наборов (схема С модуляции, схема А модуляции), (схема А модуляции, схема С модуляции), (схема С модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема С модуляции), средние мощности должны удовлетворять $w_b < w_a$.

Пример 5.

Нижеследующее со ссылкой на фиг. 108 объясняет другой пример работы, который отличается от Примера 4. Отметим, что s1(t) обозначает основополосный сигнал (отображенный сигнал) в схеме модуляции 64QAM, и схема отображения является такой, как показана на фиг. 109, а k является таким, как представлен Уравнением 481. s2(t) обозначает основополосный сигнал (отображенный сигнал) в схеме модуляции 16QAM, и схема отображения является такой, как показана на фиг. 94, а g является таким, как представлен Уравнением 272. Знак t обозначает время. В настоящем варианте осуществления в качестве примера объясняется переключение во временной области.

Входными данными в блок изменения мощности (10701A) являются основополосный сигнал 307A (отображенный сигнал) в схеме модуляции 64QAM и управляющий сигнал (10700). Когда значением, которое установлено для изменения мощности, является v, блок изменения мощности выводит сигнал (10702A), сформированный путем умножения на v основополосного сигнала 307A (отображенного сиг-

нала) в схеме модуляции 64QAM, в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Входными данными в блок изменения мощности (10701B) являются основополосный сигнал 307B (отображенный сигнал) в схеме модуляции 16QAM и управляющий сигнал (10700). Когда значением, которое установлено для изменения мощности, является и, блок изменения мощности выводит сигнал (10702B), сформированный путем умножения на и основополосного сигнала 307B (отображенного сигнала) в схеме модуляции 16QAM, в соответствии с управляющим сигналом (10700). Тогда выполняется $u=v \times w$ ($w < 1,0$).

Когда матрицы предварительного кодирования для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, представляются с помощью $F[t]$, выполняется вышеприведенное Уравнение 86.

В этом случае отношение между средней мощностью 64QAM и средней мощностью 16QAM задается удовлетворяющим $v^2 : u^2 = v^2 : v^2 \times w^2 = 1 : w^2$. Следовательно, состояние приема будет состоянием, показанным на фиг. 106, которая показывает, что повышается качество приема данных у устройства приема.

Традиционно управление мощностью передачи выполняется на основе информации обратной связи, принятой от участника связи. Этот вариант осуществления настоящего изобретения отличается тем, что мощность передачи регулируется независимо от информации обратной связи от участника связи. Нижеследующее подробно объясняет этот момент.

Выше описывается, что значения v и u для изменения мощности определяются на основе управляющего сигнала (10700). В дальнейшем подробно описывается определение значений v и u для изменения мощности на основе управляющего сигнала (10700), в частности, по отношению к настройке для дополнительного повышения качества приема данных в устройстве приема. (Пример 5-1)

Нижеследующее объясняет, как определять среднюю мощность (среднее значение) для $s1$ и $s2$ в соответствии с длиной блока в кодировании с исправлением ошибок, применяемом к данным, используемым для формирования $s1$ и $s2$, предполагая, что устройство передачи поддерживает кодирование с исправлением ошибок для множества длин блоков (количество разрядов, составляющих один блок после кодирования, которое также называется длиной кода).

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Многие системы связи и вещательные системы поддерживают множество длин блоков. Данные после кодирования с исправлением ошибок с длиной блока, выбранной из множества поддерживаемых длин блоков, распределяются по двум маршрутам. Порции данных, распределенные по двум маршрутам, соответственно модулируются по схеме модуляции для $s1$ и схеме модуляции для $s2$, и формируются основополосные сигналы (отображенные сигналы) $s1(t)$ и $s2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим длину блока в выбранном кодировании с исправлением ошибок. Блок изменения мощности (10701A) задает значение v для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700). Аналогичным образом блок изменения мощности (10701B) задает значение u для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блоки изменения мощности (10701A, 10701B) задают значения v и u для изменения мощности в соответствии с длиной блока, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значения для изменения мощности в соответствии с длиной X блока обозначаются как v_{LX} и u_{LX} .

Например, когда 1000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{L1000} для изменения мощности, когда 1500 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{L1500} для изменения мощности, а когда 3000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{L3000} для изменения мощности.

С другой стороны, когда 1000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{L1000} для изменения мощности, когда 1500 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{L1500} для изменения мощности, а когда 3000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{L3000} для изменения мощности.

В некоторых случаях задание значений v_{L1000} , v_{L1500} и v_{L3000} отличными друг от друга может добиться высокой корректирующей способности по отношению к каждой длине кодирования. Аналогичным образом в некоторых случаях задание значений u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000} отличными друг от друга может добиться высокой корректирующей способности по отношению к каждой длине кодирования. Однако существует вероятность, что изменение значения для изменения мощности не является эффективным в зависимости от заданной длины кода. В таких случаях не нужно изменять значения для изменения мощности, даже когда изменяется длина кода. (Например, может выполняться $u_{L1000} = u_{L1500}$ либо $v_{L1000} = v_{L1500}$. Важным моментом является то, что два или более значения существуют в наборе (v_{L1000} , v_{L1500} , v_{L3000}), и что два или более значения существуют в наборе (u_{L1000} , u_{L1500} , u_{L3000}). Отметим, что значения v_{LX} и u_{LX}

устанавливаются удовлетворяющими отношению средней мощности $1:w^2$, как описано выше.

Хотя приводится описание примерного случая, где существуют три длины кода, это не является определяющим. Одним важным моментом является то, что имеется два или более выбираемых значения u_{LX} для изменения мощности, когда две или более длины кода являются выбираемыми, и когда выбирается длина кода, устройство передачи выбирает одно из значений u_{LX} для изменения мощности и выполняет изменение мощности. Также важно то, что имеется два или более выбираемых значения v_{LX} для изменения мощности, когда две или более длины кода являются выбираемыми, и когда выбирается длина кода, устройство передачи выбирает одно из значений v_{LX} для изменения мощности и выполняет изменение мощности.

Пример 5-2.

Нижеследующее описывает то, как задать среднюю мощность (среднее значение) у $s1$ и $s2$ в соответствии со скоростью кодирования в кодировании с исправлением ошибок, которое нужно использовать для формирования $s1$ и $s2$, по отношению к случаю, где устройство передачи поддерживает кодирование с исправлением ошибок с множеством скоростей кодирования.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Многие системы связи и вещательные системы поддерживают множество скоростей кодирования. Данные после кодирования с исправлением ошибок со скоростью кодирования, выбранной из множества поддерживаемых скоростей кодирования, распределяются по двум маршрутам. Порции данных, распределенные по двум маршрутам, соответственно модулируются по схеме модуляции для $s1$ и схеме модуляции для $s2$, и формируются основополосные сигналы (отображенные сигналы) $s1(t)$ и $s2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим скорость кодирования в выбранном кодировании с исправлением ошибок. Блок изменения мощности (10701A) задает значение v для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700). Аналогичным образом блок изменения мощности (10701B) задает значение u для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блоки изменения мощности (10701A, 10701B) задают значения v и u для изменения мощности в соответствии со скоростью кодирования, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значения для изменения мощности в соответствии со скоростью g_x кодирования обозначаются как v_{gx} и u_{gx} .

Например, когда $g1$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{g1} для изменения мощности, когда $g2$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{g2} для изменения мощности, а когда $g3$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{g3} для изменения мощности.

Аналогичным образом, когда $g1$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{g1} для изменения мощности, когда $g2$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{g2} для изменения мощности, а когда $g3$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{g3} для изменения мощности.

В некоторых случаях задание значений v_{g1} , v_{g2} и v_{g3} отличными друг от друга может добиться высокой корректирующей способности по отношению к каждой скорости кодирования. Аналогичным образом в некоторых случаях задание значений u_{g1} , u_{g2} и u_{g3} отличными друг от друга может добиться высокой корректирующей способности по отношению к каждой скорости кодирования. Однако существует вероятность, что изменение значения для изменения мощности не является эффективным в зависимости от заданной скорости кодирования. В таких случаях не нужно изменять значения для изменения мощности, даже когда изменяется скорость кодирования. (Например, может выполняться $v_{g1}=v_{g2}$ либо $u_{g1}=u_{g2}$. Важным моментом является то, что два или более значения существуют в наборе (v_{g1} , v_{g2} , v_{g3}), и что два или более значения существуют в наборе (u_{g1} , u_{g2} , u_{g3}). Отметим, что значения v_{gx} и u_{gx} устанавливаются удовлетворяющими отношению средней мощности $1:w^2$, как описано выше.

Например, скоростями $g1$, $g2$ и $g3$ кодирования могут быть $1/2$, $2/3$ и $3/4$, когда кодирование с исправлением ошибок является кодированием с LDPC.

Хотя приводится описание примерного случая, где существуют три скорости кодирования, это не является определяющим. Одним важным моментом является то, что имеется два или более выбираемых значения u_{gx} для изменения мощности, когда две или более скорости кодирования являются выбираемыми, и когда выбирается скорость кодирования, устройство передачи выбирает одно из значений u_{gx} для изменения мощности и выполняет изменение мощности. Также важно то, что имеется два или более выбираемых значения v_{gx} для изменения мощности, когда две или более скорости кодирования являются выбираемыми, и когда выбирается скорость кодирования, устройство передачи выбирает одно из значений v_{gx} для изменения мощности и выполняет изменение мощности.

Пример 5-3.

Чтобы добиться более высокого качества приема данных в устройстве приема, важны следующие моменты. Нижеследующее описывает то, как задать среднюю мощность (среднее значение) у s_1 и s_2 в соответствии со схемой модуляции, которую нужно использовать для формирования s_1 и s_2 , по отношению к случаю, где устройство передачи поддерживает множество схем модуляции.

Например, нижеследующее описывает случай, в котором схема модуляции для s_1 фиксируется в 64QAM, а схема модуляции для s_2 меняется с 16QAM на 64QAM (или применима либо 16QAM, либо 64QAM). Когда схемой модуляции для s_1 является 64QAM, схема отображения для $s_1(t)$ является такой, как показана на фиг. 109. На фиг. 109 к представляется Уравнением 481. Когда схемой модуляции для s_2 является 16QAM, схема отображения для $s_2(t)$ является такой, как показана на фиг. 94. На фиг. 94 g представляется Уравнением 272. Когда схемой модуляции для $s_2(t)$ является QPSK, схема отображения для $s_2(t)$ является такой, как показана на фиг. 95. На фиг. 95 h представляется Уравнением 273.

На фиг. 108, когда схемой модуляции для s_1 является 64QAM, а схемой модуляции для s_2 является 16QAM, предположим, что $v=\alpha$ и $u=\alpha \times w_{16}$. В этом случае отношение между средней мощностью 64QAM и средней мощностью 16QAM равно $v^2:u^2=\alpha^2:\alpha^2 \times w_{16}^2=1:w_{16}^2$.

На фиг. 108, когда схемой модуляции для s_1 является 64QAM, а схемой модуляции для s_2 является QPSK, предположим, что $v=\beta$ и $u=\beta \times w_4$. В этом случае отношение между средней мощностью 64QAM и средней мощностью QPSK равно $v^2:u^2=\beta^2:\beta^2 \times w_4^2=1:w_4^2$. В этом случае в соответствии с взаимосвязью минимального евклидова расстояния устройство приема добивается высокого качества приема данных, когда $w_4 < w_{16} < 1,0$, независимо от того, является ли схемой модуляции для s_2 16QAM или QPSK.

Отметим, что хотя в вышеприведенном описании "схема модуляции для s_1 фиксируется в 64QAM", возможно, что "схема модуляции для s_2 фиксируется в 64QAM, а схема модуляции для s_1 меняется с 16QAM на QPSK (устанавливается либо в 16QAM, либо в QPSK)", и должно выполняться $w_4 < w_{16} < 1,0$. (Так же, как описано в Примере 4-3). (Отметим, что значением, используемым для умножения для изменения мощности в случае 16QAM, является $u=\alpha \times w_{16}$, значением, используемым для умножения для изменения мощности в случае QPSK, является $u=\beta \times w_4$, значением, используемым для изменения мощности в случае 64QAM, является $v=\alpha$, когда выбираемой схемой модуляции является 16QAM, и $v=\beta$, когда выбираемой схемой модуляции является QPSK). Также, когда набор (схема модуляции для s_1 , схема модуляции для s_2) является выбираемым из наборов (64QAM, 16QAM), (16QAM, 64QAM), (64QAM, QPSK) и (QPSK, 64QAM), должно выполняться $w_4 < w_{16} < 1,0$. Нижеследующее обобщает вышеприведенное описание. Для обобщения предположим, что схема модуляции для s_1 фиксируется, и схемой модуляции для него является схема С модуляции, при которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно с. Также предположим, что схема модуляции для s_2 является выбираемой из схемы А модуляции, при которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно а, и схемы В модуляции, при которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно b ($c > b > a$). В этом случае, когда схема модуляции для s_2 устанавливается в схему А модуляции, предположим, что отношение между средней мощностью схемы модуляции для s_1 , которая является схемой С модуляции, и средней мощностью схемы модуляции для s_2 , которая является схемой А модуляции, равно $1:w_a^2$. Также, когда схема модуляции для s_2 устанавливается в схему В модуляции, предположим, что отношение между средней мощностью схемы модуляции для s_1 , которая является схемой С модуляции, и средней мощностью схемы модуляции для s_2 , которая является схемой В модуляции, равно $1:w_b^2$. Если это так, то устройство приема добивается высокого качества приема данных, когда выполняется $w_a < w_b$.

Отметим, что хотя в вышеприведенном описании "схема модуляции для s_1 фиксируется в С", даже когда "схема модуляции для s_2 фиксируется в схеме С модуляции, а схема модуляции для s_1 меняется со схемы А модуляции на схему В модуляции (устанавливается либо в схему А модуляции, либо в схему В модуляции), средние мощности должны удовлетворять $w_a < w_b$. (Если это так, как и в случае вышеприведенного описания, когда средняя мощность схемы модуляции равна С, то средняя мощность схемы А модуляции равна w_a^2 , а средняя мощность схемы В модуляции равна w_b^2). Также, когда набор (схема модуляции для s_1 , схема модуляции для s_2) является выбираемым из наборов (схема С модуляции, схема А модуляции), (схема А модуляции, схема С модуляции), (схема С модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема С модуляции), средние мощности должны удовлетворять $w_a < w_b$. (Пример 6)

Нижеследующее со ссылкой на фиг. 108 объясняет другой пример работы, который отличается от Примера 4. $s_1(t)$ обозначает основополосный сигнал (отображенный сигнал) в схеме модуляции 16QAM, и схема отображения является такой, как показана на фиг. 94, а g является таким, как представлен Уравнением 272. $s_2(t)$ обозначает основополосный сигнал (отображенный сигнал) в схеме модуляции 64QAM, и схема отображения является такой, как показана на фиг. 109, а k является таким, как представлен Уравнением 481. Знак t обозначает время. В настоящем варианте осуществления в качестве примера берется временная область.

Входными данными в блок изменения мощности (10701A) являются основополосный сигнал 307A (отображенный сигнал) в схеме модуляции 16QAM и управляющий сигнал 10700. Когда значением, которое установлено для изменения мощности, является v, блок изменения мощности выводит сигнал

(10702A), сформированный путем умножения на v основополосного сигнала 307A (отображенного сигнала) в схеме модуляции 16QAM, в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Входными данными в блок изменения мощности (10701B) являются основополосный сигнал 307B (отображенный сигнал) в схеме модуляции 64QAM и управляющий сигнал (10700). Когда значением, которое установлено для изменения мощности, является i , блок изменения мощности выводит сигнал (10702B), сформированный путем умножения на i основополосного сигнала 307B (отображенного сигнала) в схеме модуляции 64QAM, в соответствии с управляющим сигналом (10700). Тогда выполняется $u=v \times w$ ($w < 1,0$).

Когда матрицы предварительного кодирования для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, представляются с помощью $F[t]$, выполняется вышеприведенное Уравнение 86.

В этом случае отношение между средней мощностью 64QAM и средней мощностью 16QAM задается удовлетворяющим $v^2 : u^2 = v^2 : v^2 \times w^2 = 1 : w^2$. Следовательно, состояние приема будет состоянием, показанным на фиг. 106, которая показывает, что повышается качество приема данных у устройства приема.

Традиционно управление мощностью передачи выполняется на основе информации обратной связи, принятой от участника связи. Этот вариант осуществления настоящего изобретения отличается тем, что мощность передачи регулируется независимо от информации обратной связи от участника связи. Нижеследующее подробно объясняет этот момент.

Выше описывается, что значения v и u для изменения мощности определяются на основе управляющего сигнала (10700). В дальнейшем подробно описывается определение значений v и u для изменения мощности на основе управляющего сигнала (10700), в частности, по отношению к настройке для дополнительного повышения качества приема данных в устройстве приема.

Пример 6-1.

Нижеследующее объясняет, как определять среднюю мощность (среднее значение) для $s1$ и $s2$ в соответствии с длиной блока в кодировании с исправлением ошибок, применяемом к данным, используемым для формирования $s1$ и $s2$, предполагая, что устройство передачи поддерживает кодирование с исправлением ошибок для множества длин блоков (количество разрядов, составляющих один блок после кодирования, которое также называется длиной кода).

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбокодирование или дуобинарное турбокодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Многие системы связи и вещательные системы поддерживают множество длин блоков. Данные после кодирования с исправлением ошибок с длиной блока, выбранной из множества поддерживаемых длин блоков, распределяются по двум маршрутам. Порции данных, распределенные по двум маршрутам, соответственно модулируются по схеме модуляции для $s1$ и схеме модуляции для $s2$, и формируются основополосные сигналы (отображенные сигналы) $s1(t)$ и $s2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим длину блока в выбранном кодировании с исправлением ошибок. Блок изменения мощности (10701A) задает значение v для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700). Аналогичным образом блок изменения мощности (10701B) задает значение u для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блоки изменения мощности (10701A, 10701B) задают значения v и u для изменения мощности в соответствии с длиной блока, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значения для изменения мощности в соответствии с длиной X блока обозначаются как v_{LX} и u_{LX} .

Например, когда 1000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{L1000} для изменения мощности, когда 1500 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{L1500} для изменения мощности, а когда 3000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{L3000} для изменения мощности.

С другой стороны, когда 1000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{L1000} для изменения мощности, когда 1500 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{L1500} для изменения мощности, а когда 3000 выбирается в качестве длины блока, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{L3000} для изменения мощности.

В некоторых случаях задание значений v_{L1000} , v_{L1500} и v_{L3000} отличными друг от друга может добиться высокой корректирующей способности по отношению к каждой длине кодирования. Аналогичным образом в некоторых случаях задание значений u_{L1000} , u_{L1500} и u_{L3000} отличными друг от друга может добиться высокой корректирующей способности по отношению к каждой длине кодирования. Однако существует вероятность, что изменение значения для изменения мощности не является эффективным в зависимости от заданной длины кода. В таких случаях не нужно изменять значения для изменения мощности, даже когда изменяется длина кода. (Например, может выполняться $u_{L1000} = u_{L1500}$ либо $v_{L1000} = v_{L1500}$).

Важным моментом является то, что два или более значения существуют в наборе (v_{L1000} , v_{L1500} , v_{L3000}), и что два или более значения существуют в наборе (u_{L1000} , u_{L1500} , u_{L3000}). Отметим, что значения v_{LX} и u_{LX} устанавливаются удовлетворяющими отношению средней мощности $1:w^2$, как описано выше.

Хотя приводится описание примерного случая, где существуют три длины кода, это не является определяющим. Одним важным моментом является то, что имеется два или более выбираемых значения u_{LX} для изменения мощности, когда две или более длины кода являются выбираемыми, и когда выбирается длина кода, устройство передачи выбирает одно из значений u_{LX} для изменения мощности и выполняет изменение мощности. Также важно то, что имеется два или более выбираемых значения v_{LX} для изменения мощности, когда две или более длины кода являются выбираемыми, и когда выбирается длина кода, устройство передачи выбирает одно из значений v_{LX} для изменения мощности и выполняет изменение мощности.

Пример 6-2.

Нижеследующее описывает то, как задать среднюю мощность у $s1$ и $s2$ в соответствии со скоростью кодирования в кодировании с исправлением ошибок, которое нужно использовать для формирования $s1$ и $s2$, по отношению к случаю, где устройство передачи поддерживает кодирование с исправлением ошибок с множеством скоростей кодирования.

Примеры кодирования с исправлением ошибок включают в себя блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование с использованием замыкания состояний, кодирование с LDPC или т.п. Многие системы связи и вещательные системы поддерживают множество скоростей кодирования. Данные после кодирования с исправлением ошибок со скоростью кодирования, выбранной из множества поддерживаемых скоростей кодирования, распределяются по двум маршрутам. Порции данных, распределенные по двум маршрутам, соответственно модулируются по схеме модуляции для $s1$ и схеме модуляции для $s2$, и формируются основополосные сигналы (отображенные сигналы) $s1(t)$ и $s2(t)$.

Управляющий сигнал (10700) является сигналом, указывающим скорость кодирования в выбранном кодировании с исправлением ошибок. Блок изменения мощности (10701A) задает значение v для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700). Аналогичным образом блок изменения мощности (10701B) задает значение u для изменения мощности в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Настоящее изобретение отличается тем, что блоки изменения мощности (10701A, 10701B) задают значения v и u для изменения мощности в соответствии со скоростью кодирования, указанной управляющим сигналом (10700). Здесь значения для изменения мощности в соответствии со скоростью g_x кодирования обозначаются как v_{gx} и u_{gx} .

Например, когда $g1$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{g1} для изменения мощности, когда $g2$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{g2} для изменения мощности, а когда $g3$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701A) задает значение v_{g3} для изменения мощности.

Аналогичным образом, когда $g1$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{g1} для изменения мощности, когда $g2$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{g2} для изменения мощности, а когда $g3$ выбирается в качестве скорости кодирования, блок изменения мощности (10701B) задает значение u_{g3} для изменения мощности.

В некоторых случаях задание значений v_{g1} , v_{g2} и v_{g3} отличными друг от друга может добиться высокой корректирующей способности по отношению к каждой скорости кодирования. Аналогичным образом в некоторых случаях задание значений u_{g1} , u_{g2} и u_{g3} отличными друг от друга может добиться высокой корректирующей способности по отношению к каждой скорости кодирования. Однако существует вероятность, что изменение значения для изменения мощности не является эффективным в зависимости от заданной скорости кодирования. В таких случаях не нужно изменять значения для изменения мощности, даже когда изменяется скорость кодирования. (Например, может выполняться $v_{g1}=v_{g2}$ либо $u_{g1}=u_{g2}$. Важным моментом является то, что два или более значения существуют в наборе (v_{g1} , v_{g2} , v_{g3}), и что два или более значения существуют в наборе (u_{g1} , u_{g2} , u_{g3}). Отметим, что значения v_{gx} и u_{gx} устанавливаются удовлетворяющими отношению средней мощности $1:w^2$, как описано выше.

Например, скоростями $g1$, $g2$ и $g3$ кодирования могут быть $1/2$, $2/3$ и $3/4$, когда кодирование с исправлением ошибок является кодированием с LDPC.

Хотя приводится описание примерного случая, где существуют три скорости кодирования, это не является определяющим. Одним важным моментом является то, что имеется два или более выбираемых значения u_{gx} для изменения мощности, когда две или более скорости кодирования являются выбираемыми, и когда выбирается скорость кодирования, устройство передачи выбирает одно из значений u_{gx} для изменения мощности и выполняет изменение мощности. Также важно то, что имеется два или более выбираемых значения v_{gx} для изменения мощности, когда две или более скорости кодирования являются выбираемыми, и когда выбирается скорость кодирования, устройство передачи выбирает одно из значе-

ний v_{rx} для изменения мощности и выполняет изменение мощности.

Пример 6-3.

Чтобы добиться более высокого качества приема данных в устройстве приема, важны следующие моменты. Нижеследующее описывает то, как задать среднюю мощность (среднее значение) у $s1$ и $s2$ в соответствии со схемой модуляции, которую нужно использовать для формирования $s1$ и $s2$, по отношению к случаю, где устройство передачи поддерживает множество схем модуляции.

Например, нижеследующее описывает случай, в котором схема модуляции для $s1$ фиксируется в 16QAM, а схема модуляции для $s2$ меняется с 64QAM на QPSK (или применима либо 16QAM, либо QPSK). Когда схемой модуляции для $s1$ является 16QAM, схема отображения для $s1(t)$ является такой, как показана на фиг. 94. На фиг. 94 g представляется Уравнением 272. Когда схемой модуляции для $s2$ является 64QAM, схема отображения для $s2(t)$ является такой, как показана на фиг. 109. На фиг. 109 k представляется Уравнением 481. Когда схемой модуляции для $s2(t)$ является QPSK, схема отображения для $s2(t)$ является такой, как показана на фиг. 95. На фиг. 95 h представляется Уравнением 273.

На фиг. 108, когда схемой модуляции для $s1$ является 16QAM, а схемой модуляции для $s2$ является 64QAM, предположим, что $v=\alpha$ и $u=\alpha \times w_{64}$. В этом случае отношение между средней мощностью 64QAM и средней мощностью 16QAM равно $v^2:u^2=\alpha^2:\alpha^2 \times w_{64}^2=1:w_{64}^2$.

На фиг. 108, когда схемой модуляции для $s1$ является 16QAM, а схемой модуляции для $s2$ является QPSK, предположим, что $v=\beta$ и $u=\beta \times w_4$. В этом случае отношение между средней мощностью 64QAM и средней мощностью QPSK равно $v^2:u^2=\beta^2:\beta^2 \times w_4^2=1:w_4^2$. В этом случае в соответствии с взаимосвязью минимального евклидова расстояния устройство приема добивается высокого качества приема данных, когда $w_4 < w_{64}$, независимо от того, является ли схемой модуляции для $s2$ 64QAM или QPSK.

Отметим, что хотя в вышеприведенном описании "схема модуляции для $s1$ фиксируется в 16QAM", возможно, что "схема модуляции для $s2$ фиксируется в 16QAM, а схема модуляции для $s1$ меняется с 64QAM на QPSK (устанавливается либо в 16QAM, либо в QPSK)", и должно выполняться $w_4 < w_{64}$. (Так же, как описано в Примере 4-3). (Отметим, что значением, используемым для умножения для изменения мощности в случае 16QAM, является $u=\alpha \times w_{16}$, значением, используемым для умножения для изменения мощности в случае QPSK, является $u=\beta \times w_4$, значением, используемым для изменения мощности в случае 64QAM, является $v=\alpha$, когда выбираемой схемой модуляции является 16QAM, и $v=\beta$, когда выбираемой схемой модуляции является QPSK). Также, когда набор (схема модуляции для $s1$, схема модуляции для $s2$) является выбираемым из наборов (16QAM, 64QAM), (64QAM, 16QAM), (16QAM, QPSK) и (QPSK, 16QAM), должно выполняться $w_4 < w_{64}$.

Нижеследующее обобщает вышеприведенное описание.

Для обобщения предположим, что схема модуляции для $s1$ фиксируется, и схемой модуляции для него является схема С модуляции, при которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно с. Также предположим, что схема модуляции для $s2$ является выбираемой из схемы А модуляции, при которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно а, и схемы В модуляции, при которой количество сигнальных точек на плоскости I-Q равно b ($c > b > a$). В этом случае, когда схема модуляции для $s2$ устанавливается в схему А модуляции, предположим, что отношение между средней мощностью схемы модуляции для $s1$, которая является схемой С модуляции, и средней мощностью схемы модуляции для $s2$, которая является схемой А модуляции, равно $1:w_a^2$. Также, когда схема модуляции для $s2$ устанавливается в схему В модуляции, предположим, что отношение между средней мощностью схемы модуляции для $s1$, которая является схемой С модуляции, и средней мощностью схемы модуляции для $s2$, которая является схемой В модуляции, равно $1:w_b^2$. Если это так, то устройство приема добивается высокого качества приема данных, когда выполняется $w_a < w_b$.

Отметим, что хотя в вышеприведенном описании "схема модуляции для $s1$ фиксируется в С", даже когда "схема модуляции для $s2$ фиксируется в схеме С модуляции, а схема модуляции для $s1$ меняется со схемы А модуляции на схему В модуляции (устанавливается либо в схему А модуляции, либо в схему В модуляции)", средние мощности должны удовлетворять $w_a < w_b$. (Если это так, как и в случае вышеприведенного описания, когда средняя мощность схемы модуляции равна С, то средняя мощность схемы А модуляции равна w_a^2 , а средняя мощность схемы В модуляции равна w_b^2). Также, когда набор (схема модуляции для $s1$ и схема модуляции для $s2$) является выбираемым из наборов (схема С модуляции и схема А модуляции), (схема А модуляции и схема С модуляции), (схема С модуляции и схема В модуляции) и (схема В модуляции и схема С модуляции), средние мощности должны удовлетворять $w_a < w_b$.

Электрическая энергия

В настоящем описании, включающем в себя "Вариант 8 осуществления", "Вариант 9 осуществления", "Вариант 10 осуществления", "Вариант 18 осуществления", "Вариант 19 осуществления", "Вариант С1 осуществления" и "Вариант С2 осуществления", энергопотребление устройства передачи можно уменьшить путем задания $\alpha=1$ в уравнении матрицы предварительного кодирования, используемой для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования. Причина в том, что средняя мощность у $z1$ и средняя мощность у $z2$ одинакова, даже когда "средняя мощность (среднее значение) у $s1$ и средняя мощность (среднее значение) у $s2$ уста-

навливаются разными, когда схема модуляции для s_1 и схема модуляции для s_2 разные", и задание $\alpha=1$ не приводит к увеличению PAPR (отношение пиковой мощности к средней мощности) у усилителя мощности передачи, предусмотренного в устройстве передачи. Например, матрицы предварительного кодирования, используемые со схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, могут задаваться в соответствии с Уравнением #3, Уравнением #14, Уравнением #15 и Уравнением #16 в Варианте C1 осуществления или Уравнением #20, Уравнением #24, Уравнением #25 и Уравнением #26 в Варианте C2 осуществления. Также $\alpha=1$ должно выполняться, например, когда матрицы предварительного кодирования, используемые со схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, обобщаются как показано в Уравнении 268 и Уравнении 269 в Варианте 18 осуществления, или в Уравнении #1, Уравнении #2, Уравнении #9, Уравнении #10, Уравнении #12 и Уравнении #13 в Варианте C1 осуществления, или в Уравнении #18, Уравнении #19, Уравнении #21, Уравнении #22 и Уравнении #23 в Варианте C2 осуществления. То же самое применяется к другим вариантам осуществления.

(Отметим, что количество временных интервалов в периоде (цикле) не ограничивается нечетным числом).

Однако, даже когда $\alpha \neq 1$, существуют некоторые матрицы предварительного кодирования, которые могут использоваться со схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования и обладает ограниченным влиянием на PAPR. Например, когда матрицы предварительного кодирования, представленные Уравнением 279 и Уравнением 280 в Варианте 19 осуществления, используются со схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключает матрицы предварительного кодирования, матрицы предварительного кодирования обладают ограниченным влиянием на PAPR, даже когда $\alpha \neq 1$. (Отметим, что схема предварительного кодирования, относящаяся к Варианту 19 осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, с тем же успехом описывается в Варианте 10 осуществления. Также в Варианте 13 осуществления и Варианте 20 осуществления матрицы предварительного кодирования обладают только ограниченным влиянием на PAPR, даже когда $\alpha \neq 1$).

Устройство приема

В случае Примера 1, Примера 2 и Примера 3 следующая взаимосвязь выводится из фиг. 5.

Математическое выражение 610. Уравнение 487

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Так же, как объяснено в Примере 1, Примере 2 и Примере 3, взаимосвязь может выглядеть следующим образом:

Математическое выражение 611. Уравнение 488

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ue^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Устройство приема выполняет демодуляцию (обнаружение) (то есть, оценивает разряды, переданные устройством передачи), используя описанные выше взаимосвязи (таким же образом, как описано в Варианте 1 осуществления, Вариантах осуществления с A1 по A5 и так далее). В случае Примера 4, Примера 5 и Примера 6 следующая взаимосвязь выводится из фиг. 5.

Математическое выражение 612. Уравнение 489

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & v \times w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Так же, как объяснено в Примере 4, Примере 5 и Примере 6, взаимосвязь может выглядеть следующим образом:

Математическое выражение 613 Уравнение 490

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ue^{j\theta} & 0 \\ 0 & ve^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v \times w & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Устройство приема выполняет демодуляцию (обнаружение) (то есть, оценивает разряды, переданные устройством передачи), используя описанные выше взаимосвязи (таким же образом, как описано в Варианте 1 осуществления, Вариантах осуществления с A1 по A5 и так далее).

Взаимосвязь между изменением мощности и отображением

Как описано в Примере 1, Примере 2 и Примере 3, и как подробно показано в Уравнении 487, блок 306В отображения на фиг. 4 может выводить $u \times s2(t)$, и блок изменения мощности в таких случаях можно исключить. Если это так, то можно сказать, что схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется к сигналу $s1(t)$ после отображения и к сигналу $u \times s2(t)$ после отображения.

Как описано в Примере 1, Примере 2 и Примере 3, и как подробно показано в Уравнении 488, блок 306А отображения на фиг. 3 и фиг. 4 может выводить $u \times s1(t)$, и блок изменения мощности в таких случаях можно исключить. Если это так, то можно сказать, что схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется к сигналу $u \times s1(t)$ после отображения и к сигналу $s2(t)$ после отображения.

В Примере 4, Примере 5 и Примере 6, как подробно показано в Уравнении 489, блок 306А отображения на фиг. 3 и фиг. 4 может выводить $v \times s1(t)$, а блок 306В отображения может выводить $u \times s2(t)$, и блок изменения мощности в таких случаях можно пропустить. Если это так, то можно сказать, что схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется к сигналу $v \times s1(t)$ после отображения и к сигналу $u \times s2(t)$ после отображения.

В Примере 4, Примере 5 и Примере 6, как подробно показано в Уравнении 490, блок 306А отображения на фиг. 3 и фиг. 4 может выводить $u \times s1(t)$, а блок 306В отображения может выводить $v \times s2(t)$, и блок изменения мощности в таких случаях можно пропустить. Если это так, то можно сказать, что схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется к сигналу $u \times s1(t)$ после отображения и к сигналу $v \times s2(t)$ после отображения.

То есть $F[t]$ в настоящем варианте осуществления обозначает матрицы предварительного кодирования, используемые схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, и примеры $F[t]$ соответствуют одному из Уравнения #3, Уравнения #14, Уравнения #15 и Уравнения #16 в Варианте C1 осуществления и Уравнения #20, Уравнения #24, Уравнения #25 и Уравнения #26 в Варианте C2 осуществления. В качестве альтернативы примеры $F[t]$ соответствуют одному из Уравнения 268 и Уравнения 269 в Варианте 18 осуществления, Уравнения #1, Уравнения #2, Уравнения #9, Уравнения #10, Уравнения #12 и Уравнения #13 в Варианте C1 осуществления, и Уравнения #18, Уравнения #19, Уравнения #21, Уравнения #22 и Уравнения #23 в Варианте C2 осуществления.

(Отметим, что количество временных интервалов в периоде (цикле) не ограничивается нечетным числом).

В качестве альтернативы $F[t]$ может быть схемой предварительного кодирования, которая использует матрицы предварительного кодирования, представленные Уравнением 279 и Уравнением 280 в Варианте 19 осуществления, и постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования.

(Отметим, что схема предварительного кодирования, относящаяся к Варианту 19 осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, с тем же успехом описывается в Варианте 10 осуществления, Варианте 13 осуществления и Варианте 20 осуществления. Также $F[t]$ может быть схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, описанными в Варианте 10 осуществления, Варианте 13 осуществления и Варианте 20 осуществления).

Отметим, что $F[t]$ обозначает матрицы предварительного кодирования, используемые в момент t , когда выбирается схема предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования. Устройство приема выполняет демодуляцию (обнаружение) с использованием взаимосвязей между $r1(t)$, $r2(t)$ и $s1(t)$, $s2(t)$, описанных выше (таким же образом, как описано в Варианте 1 осуществления, Вариантах осуществления с A1 по A5 и так далее). Однако состав-

ляющие искажений, например шумовые составляющие, уход частоты, ошибка оценки канала и т.п., не рассматриваются в описанных выше уравнениях. Поэтому демодуляция (обнаружение) выполняется с ними. Что касается значений u и v , которые устройство передачи использует для выполнения изменения мощности, то устройство передачи передает информацию об этих значениях или передает информацию о режиме передачи, который нужно использовать (например, схема передачи, схема модуляции и схема исправления ошибок). Устройство приема обнаруживает значения, используемые устройством передачи, путем получения той информации, получает описанные выше взаимосвязи и выполняет демодуляцию (обнаружение).

В настоящем варианте осуществления переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется во временной области. Однако, когда используется схема передачи с несколькими несущими, например схема OFDM, настоящее изобретение применимо к случаю, где переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется в частотной области, как описано в других вариантах осуществления. Если это так, то t , используемое в настоящем варианте осуществления, нужно заменить f (частота ((под)несущая)).

Соответственно, в случае выполнения переключения между матрицами предварительного кодирования во временной области $z1(t)$ и $z2(t)$ одновременно передаются из разных антенн, используя одинаковую частоту. С другой стороны, в случае выполнения переключения между матрицами предварительного кодирования в частотной области $z1(f)$ и $z2(f)$ на одинаковой частоте передаются из разных антенн одновременно.

Также настоящее изобретение является применимым даже в случае выполнения переключения между матрицами предварительного кодирования во временной и частотной областях, как описано в других вариантах осуществления. Схема предварительного кодирования, относящаяся к настоящему варианту осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, не ограничивается схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, как описано в настоящем Описании. Даже когда матрицы предварительного кодирования фиксируются (в соответствии со схемой, в которой матрицы предварительного кодирования не представлены с помощью $F(t)$ (то есть, не являются функцией от t (или f)), выбор средней мощности у $s1(t)$ и средней мощности у $s2(t)$, как описано в настоящем варианте осуществления, преимущественно повышает качество приема данных в устройстве приема.

Вариант G1 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает случай, где схема настройки, чтобы сделать средние мощности у $s1$ и $s2$ отличными друг от друга, выбирается в сочетании со схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, которые используют унитарную матрицу, которая основывается на Варианте 9 осуществления и описывается в Варианте 18 осуществления, когда отличаются схемы модуляции, используемые для формирования $s1$ и $s2$. В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами, которая описана в Варианте 8 осуществления, матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов со ссылкой на Уравнения (82)-(85), представляются следующим образом.

Математическое выражение 614

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (268)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. ($\alpha > 0$). Поскольку в настоящем варианте осуществления используется унитарная матрица, матрицы предварительного кодирования в Уравнении 268 можно представить следующим образом.

Математическое выражение 615

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (269)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. ($\alpha > 0$). Из Условия #5 (Математическое выражение 106) и Условия #6 (Математическое выражение 107) в Варианте 3 осуществления следующее условие является важным для достижения высокого качества приема данных. Математическое выражение 616

Условие #53

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 617 Условие #54

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Матрицы $F[0]-F[N-1]$ предварительного кодирования формируются на основе Уравнения 269 (мат-

рицы $F[0]-F[N-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для N временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер Ni символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $Ni+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $N \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Когда $N=5$, матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, на основе Уравнения 269 представляются следующим образом.

Математическое выражение 618

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (274)$$

Математическое выражение 619

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j(\frac{2}{5}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (275)$$

Математическое выражение 620

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j(\frac{4}{5}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (276)$$

Математическое выражение 621

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j(\frac{6}{5}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (277)$$

Математическое выражение 622

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j(\frac{8}{5}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (278)$$

Как описано выше, чтобы уменьшить масштаб вычислений в предварительном кодировании посредством устройства передачи, в Уравнении 269 должно выполняться $\theta_{11}(i)=0$ радианов и $\lambda=0$ радианов. Отметим, что λ в Уравнении 269 может меняться в соответствии с i или быть фиксированной. То есть в Уравнении 269 λ в $F[i=x]$ и λ в $F[i=y]$ ($x \neq y$) может быть одинаковой или разной.

Касательно значения, которое нужно задать для α , хотя использование описанного выше значения является эффективным, это не является определяющим. Например, α может определяться в соответствии со значением i в матрицах $F[i]$, как описано в Варианте 17 осуществления. (То есть, α в $F[i]$ не обязательно является фиксированным значением, когда i изменяется).

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$. Когда выбирается схема передачи по одной несущей, символы размещаются в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ во временной области. (В качестве альтернативы их можно размещать в частотной области, когда выбирается схема передачи с несколькими несущими). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов N в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность высокого качества приема. В этом случае Условие #55 и Условие #56 можно заменить следующими условиями. (Количество временных интервалов в периоде (цикле) считается равным N).

Математическое выражение 623. Условие #55'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

Математическое выражение 624. Условие #56'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; и $x \neq y$).

В настоящем варианте осуществления случай, где $\lambda=0$ радианов, объясняется в качестве примера матриц предварительного кодирования, когда λ является фиксированным значением. Учитывая отображение в схеме модуляции, λ может фиксироваться в $\lambda=\pi/2$ радианов, $\lambda=\pi$ радианов или $\lambda=(3\pi)/2$ радианов. (Предполагается, например, что $\lambda=\pi$ радианов в матрицах предварительного кодирования для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования). Эта настройка уменьшает масштаб схемы, как и в случае, где $\lambda=0$ радианов.

Нижеследующее описывает схему настройки, чтобы установить средние мощности у s1 и s2 для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, как описано, например, в Варианте 18 осуществления, когда отличаются схемы модуляции, используемые для формирования s1 и s2 (более подробно см. Вариант F1 осуществления).

"Схема настройки для средних мощностей у s1 и s2, когда отличаются схемы модуляции для s1 и s2", применима ко всем схемам предварительного кодирования, описанным в настоящем описании, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования. Важными моментами являются:

в качестве кодирования с исправлением ошибок используется блочное кодирование, например, турбокодирование или дуобинарное турбокодирование, использующее замыкание состояний, кодирование с LDPC или т.п., и поддерживается множество длин блоков (количество разрядов, которые составляют один блок) (длина кода), и когда устройство передачи выбирает одну из множества длин блоков и выполняет кодирование с исправлением ошибок с выбранной длиной блока, устройство передачи изменяет схему настройки для средних мощностей (средних значений) у s1 и s2 в соответствии с выбранной длиной блока, когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются. При кодировании с исправлением ошибок поддерживается множество скоростей кодирования, и когда устройство передачи выбирает одну из множества скоростей кодирования и выполняет кодирование с исправлением ошибок с выбранной скоростью кодирования, устройство передачи изменяет схему настройки для средних мощностей (средних значений) у s1 и s2 в соответствии с выбранной скоростью кодирования, когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются.

Когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются, поддерживается множество выбираемых схем модуляции для s2, и схемы для настройки средних мощностей (средних значений) для s1 и s2 переключаются в соответствии со схемой модуляции, которую устройство передачи использует для формирования s2.

Когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются, поддерживается множество выбираемых схем модуляции для s1, и схемы для настройки средних мощностей (средних значений) для s1 и s2 переключаются в соответствии со схемой модуляции, которую устройство передачи использует для формирования s1.

"Схема настройки для средних мощностей у s1 и s2, когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются", описанная в настоящем варианте осуществления, не обязательно является схемой предварительного кодирования, постоянно переключающейся между матрицами предварительного кодирования, которая объяснена в настоящем описании. Применимы любые схемы предварительного кодирования, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования.

В настоящем варианте осуществления переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется во временной области. Однако, когда используется схема передачи с несколькими несущими, например схема OFDM, настоящее изобретение применимо к случаю, где переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется в частотной области, как описано в других вариантах осуществления. Если это так, то t , используемое в настоящем варианте осуществления, нужно заменить f (частота ((под)несущая)). Также настоящее изобретение является применимым даже в случае выполнения переключения между матрицами предварительного кодирования во временной и частотной областях.

Вариант G2 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает случай, где схема настройки, чтобы сделать средние мощности у s1 и s2 отличными друг от друга, выбирается в сочетании со схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, которые используют унитарную матрицу, которая основывается на Варианте 10 осуществления и описывается в Варианте 19 осуществления, когда отличаются схемы модуляции, используемые для формирования s1 и s2.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 625. Уравнение 279

для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$.

Математическое выражение 626. Уравнение 280

для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$.

(Пусть α в Уравнении 279 и α в Уравнении 280 будет одним и тем же значением).

(может выполняться $\alpha < 0$).

Из Условия #5 (Математическое выражение 106) и Условия #6 (Математическое выражение 107) в Варианте 3 осуществления следующее условие является важным для достижения высокого качества приема данных.

Математическое выражение 627. Условие #57

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Математическое выражение 628. Условие #58

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; и $x \neq y$).

Рассматривается добавление следующего условия.

Математическое выражение 629. Условие #59

$$\begin{aligned} \theta_{11}(x) &= \theta_{11}(x+N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1) \\ \theta_{21}(y) &= \theta_{21}(y+N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1) \end{aligned}$$

Матрицы $F[0]-F[2N-1]$ предварительного кодирования формируются на основе Уравнения 279 и Уравнения 280 (матрицы $F[0]-F[2N-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2N$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2Ni$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2Ni+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2Ni+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Когда $N=15$, матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, на основе Уравнения 279 и Уравнения 280 представляются, например, следующим образом.

Математическое выражение 630

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (281)$$

Математическое выражение 631

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j(\frac{2}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (282)$$

Математическое выражение 632

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j(\frac{4}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (283)$$

Математическое выражение 633

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j(\frac{6}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (284)$$

Математическое выражение 634

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j(\frac{8}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (285)$$

Математическое выражение 635

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j(\frac{10}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (286)$$

Математическое выражение 636

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j(\frac{12}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (287)$$

Математическое выражение 637

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j(\frac{14}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (288)$$

Математическое выражение 638

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j(\frac{16}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (289)$$

Математическое выражение 639

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j(\frac{18}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (290)$$

Математическое выражение 640

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j(\frac{20}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (291)$$

Математическое выражение 641

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j(\frac{22}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (292)$$

Математическое выражение 642

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j(\frac{24}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (293)$$

Математическое выражение 643

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j(\frac{26}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (294)$$

Математическое выражение 644

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j(\frac{28}{15}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (295)$$

Математическое выражение 645

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (296)$$

Математическое выражение 646

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j(\frac{2}{15}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (297)$$

Математическое выражение 647

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j(\frac{4}{15}\pi+\pi)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (298)$$

Математическое выражение 648

$$F[i=18] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (299)$$

Математическое выражение 649

$$F[i=19] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (300)$$

Математическое выражение 650

$$F[i=20] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (301)$$

Математическое выражение 651

$$F[i=21] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (302)$$

Математическое выражение 652

$$F[i=22] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (303)$$

Математическое выражение 653

$$F[i=23] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (304)$$

Математическое выражение 654

$$F[i=24] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (305)$$

Математическое выражение 655

$$F[i=25] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (306)$$

Математическое выражение 656

$$F[i=26] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (307)$$

Математическое выражение 657

$$F[i=27] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (308)$$

Математическое выражение 658

$$F[i=28] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (309)$$

Математическое выражение 659

$$F[i=29] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (310)$$

Как описано выше, чтобы уменьшить масштаб вычислений в предварительном кодировании посредством устройства передачи, в Уравнении 279 должно выполняться $\theta_{11}(i)=0$ радианов и $\lambda=0$ радианов, а в Уравнении 280 должно выполняться $\theta_{21}(i)=0$ радианов и $\lambda=0$.

Отметим, что λ в Уравнении 279 и Уравнении 280 может меняться в соответствии с i или быть фиксированной. То есть, в Уравнении 279 и Уравнении 280 λ в $F[i=x]$ и λ в $F[i=y]$ ($x \neq y$) может быть одинаковой или разной. В качестве альтернативы λ может быть фиксированным значением в Уравнении 279 и в Уравнении 280, и фиксированное значение λ в Уравнении 279 и фиксированное значение λ в Уравнении 280 могут отличаться. (В качестве альтернативы это может быть фиксированным значением λ в Уравнении 279 и фиксированным значением λ в Уравнении 280).

Касательно значения, которое нужно задать для α , хотя использование описанного выше значения

является эффективным, это не является определяющим. Например, α может определяться в соответствии со значением i в матрицах $F[i]$, как описано в Варианте 17 осуществления. (То есть, α в $F[i]$ не обязательно является фиксированным значением, когда i изменяется).

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования $2N$ разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве $2N$ разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$. Когда выбирается схема передачи по одной несущей, символы размещаются в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ во временной области. (В качестве альтернативы их можно размещать в частотной области, когда выбирается схема передачи с несколькими несущими). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и $2N$ разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $2N$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $2N$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $2N$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $2N$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность высокого качества приема.

В настоящем варианте осуществления случай, где $\lambda=0$ радианов, объясняется в качестве примера матриц предварительного кодирования, когда λ является фиксированным значением. Учитывая отображение в схеме модуляции, λ может фиксироваться в $\lambda=\pi/2$ радианов, $\lambda=\pi$ радианов или $\lambda=(3\pi)/2$ радианов. (Предполагается, например, что $\lambda=\pi$ радианов в матрицах предварительного кодирования для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования). Эта настройка уменьшает масштаб схемы, как и в случае, где $\lambda=0$ радианов.

Нижеследующее описывает схему настройки, чтобы установить средние мощности y_{s1} и y_{s2} для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, как описано, например, в Варианте 19 осуществления, когда отличаются схемы модуляции, используемые для формирования $s1$ и $s2$ (более подробно см. Вариант F1 осуществления).

"Схема настройки для средних мощностей y_{s1} и y_{s2} , когда отличаются схемы модуляции для $s1$ и $s2$ " применима ко всем схемам предварительного кодирования, описанным в настоящем Описании, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования. Важными моментами являются: в качестве кодирования с исправлением ошибок используется блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование, использующее замыкание состояний, кодирование с LDPC или т.п., и поддерживается множество длин блоков (количество разрядов, которые составляют один блок) (длина кода), и когда устройство передачи выбирает одну из множества длин блоков и выполняет кодирование с исправлением ошибок с выбранной длиной блока, устройство передачи изменяет схему настройки для средних мощностей (средних значений) y_{s1} и y_{s2} в соответствии с длиной блока, когда схема модуляции для $s1$ и схема модуляции для $s2$ отличаются. При кодировании с исправлением ошибок поддерживается множество скоростей кодирования, и когда устройство передачи выбирает одну из множества скоростей кодирования и выполняет кодирование с исправлением ошибок с выбранной скоростью кодирования, устройство передачи изменяет схему настройки для средних мощностей (средних значений) y_{s1} и y_{s2} в соответствии с выбранной скоростью кодирования, когда схема модуляции для $s1$ и схема модуляции для $s2$ отличаются.

Когда схема модуляции для $s1$ и схема модуляции для $s2$ отличаются, поддерживается множество выбираемых схем модуляции для $s2$, и схемы для настройки средних мощностей (средних значений) для $s1$ и $s2$ переключаются в соответствии со схемой модуляции, которую устройство передачи использует для формирования $s2$.

Когда схема модуляции для $s1$ и схема модуляции для $s2$ отличаются, поддерживается множество выбираемых схем модуляции для $s1$, и схемы для настройки средних мощностей (средних значений) для $s1$ и $s2$ переключаются в соответствии со схемой модуляции, которую устройство передачи использует для формирования $s2$.

"Схема настройки для средних мощностей y_{s1} и y_{s2} , когда схема модуляции для $s1$ и схема модуляции для $s2$ отличаются", описанная в настоящем варианте осуществления, не обязательно является схемой предварительного кодирования, постоянно переключающейся между матрицами предварительного кодирования, которая объяснена в настоящем Описании. Применимы любые схемы предварительного

кодирования, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования.

В настоящем варианте осуществления переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется во временной области. Однако, когда используется схема передачи с несколькими несущими, например схема OFDM, настоящее изобретение применимо к случаю, где переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется в частотной области, как описано в других вариантах осуществления. Если это так, то t , используемое в настоящем варианте осуществления, нужно заменить f (частота ((под)несущая)). Также настоящее изобретение является применимым даже в случае выполнения переключения между матрицами предварительного кодирования во временной и частотной областях.

Вариант G3 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает случай, где схема настройки, чтобы сделать средние мощности у $s1$ и $s2$ отличными друг от друга, применяется к Варианту C1 осуществления, когда отличаются схемы модуляции, используемые для формирования $s1$ и $s2$. Вариант C1 осуществления является обобщением Примера 1 и Примера 2 из Варианта 2 осуществления.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 660

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#1)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. ($\alpha > 0$). В настоящем варианте осуществления используется унитарная матрица, и матрицы предварительного кодирования в Уравнении #1 представляются следующим образом.

Математическое выражение 661

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#2)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. ($\alpha > 0$). Для упрощения отображения, выполняемого в устройстве передачи и устройстве приема, λ может быть 0 радианов, $\pi/2$ радианов или $(3\pi)/2$ радианов и фиксироваться в одном из этих трех значений. В частности, $\alpha=1$ выполняется в Варианте 2 осуществления, и Уравнение #2 представляется следующим образом.

Математическое выражение 662

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#3)$$

Чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в Варианте 2 осуществления, Условие #101 и Условие #102 предоставляются для Уравнения #1 и Уравнения #2.

Математическое выражение 663. Условие #101

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 664. Условие #102

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

В частности, когда $\theta_{11}(i)$ является фиксированным значением, не зависящим от i , может предоставляться Условие #103 или Условие #104.

Математическое выражение 665. Условие #103

$$\frac{e^{j\theta_{21}(x+1)}}{e^{j\theta_{21}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 666. Условие #104

$$\frac{e^{j\theta_{21}(x+1)}}{e^{j\theta_{21}(x)}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Аналогичным образом, когда $\theta_{21}(i)$ является фиксированным значением, не зависящим от i , может предоставляться Условие #105 или Условие #106.

Математическое выражение 667. Условие #105

$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 668. Условие #106

$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Далее, по отношению к схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами ниже следующее показывает примерные матрицы предварительного кодирования, использующие описанную выше унитарную матрицу. Матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов на основе Уравнения #2, представляются следующим образом. (В Уравнении #2 λ устанавливается в ноль радианов, и $\theta_{11}(i)$ устанавливается в ноль радианов). Математическое выражение 669

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha e^{j0} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#10)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ($\alpha > 0$), и выполняется Условие #103 или Условие #104. Также $\theta_{21}(i=0)$ может быть установлено в любое значение, например, 0 радианов.

В качестве альтернативы в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом. (В Уравнении #2 λ устанавливается в ноль радианов, и $\theta_{11}(i)$ устанавливается в ноль радианов).

Математическое выражение 670

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha e^{j\pi} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (\#9)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ($\alpha > 0$), и выполняется Условие #103 или Условие #104. Также $\theta_{21}(i=0)$ может быть установлено в любое значение, например, 0 радианов.

В качестве альтернативы матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом. (В Уравнении #2 λ устанавливается в ноль радианов, и $\theta_{21}(i)$ устанавливается в ноль радианов).

Математическое выражение 671

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i))} \\ \alpha e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\#12)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ($\alpha > 0$), и выполняется Условие #105 или Условие #106. Также $\theta_{11}(i=0)$ может быть установлено в любое значение, например, 0 радианов.

В качестве альтернативы матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом. (В Уравнении #2 λ устанавливается в π радианов, а $\theta_{21}(i)$ устанавливается в ноль радианов).

Математическое выражение 672

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \pi)} \\ \alpha e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\#13)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ($\alpha > 0$), и выполняется Условие #105 или Условие #106. Также $\theta_{11}(i=0)$ может быть установлено в любое значение, например, 0 радианов.

В примерном случае согласно Варианту 2 осуществления, в качестве альтернативы матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом. (В Уравнении #3 λ устанавливается в ноль радианов, и $\theta_{11}(i)$ устанавливается в ноль радианов).

Математическое выражение 673

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#14)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, и выполняется Условие #103 или Условие #104. Также $\theta_{21}(i=0)$ может быть установлено в любое значение, например, 0 радианов.

В качестве альтернативы в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом. (В Уравнении #3 λ устанавливается в π радианов, а $\theta_{11}(i)$ устанавливается в ноль радианов).

Математическое выражение 674

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (\#15)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, и выполняется Условие #103 или Условие #104. Также $\theta_{21}(i=0)$ может быть установлено в любое значение, например, 0 радианов.

В качестве альтернативы матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N времен-

ных интервалов, представляются следующим образом. (В Уравнении #3 λ устанавливается в ноль радианов, и $\theta_{21}(i)$ устанавливается в ноль радианов).

Математическое выражение 675

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\#16)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, и выполняется Условие #105 или Условие #106. Также $\theta_{11}(i=0)$ может быть установлено в любое значение, например, 0 радианов.

В качестве альтернативы матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом. (В Уравнении #3 λ устанавливается в π радианов, а $\theta_{21}(i)$ устанавливается в ноль радианов).

Математическое выражение 676

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \pi)} \\ \alpha e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\#17)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, и выполняется Условие #105 или Условие #106. Также $\theta_{11}(i=0)$ может быть установлено в любое значение, например, 0 радианов.

По сравнению со схемой предварительного кодирования с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования, описанной в Варианте 9 осуществления, схема предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления обладает возможностью достижения высокого качества приема данных, даже когда период (цикл) составляет приблизительно половину периода (цикла) в Варианте 9 осуществления, и требует меньше матриц предварительного кодирования для подготовки. Таким образом, настоящий вариант осуществления достигает полезного результата в виде сокращения масштаба схемы в устройстве передачи и устройстве приема. Чтобы улучшить описанный выше полезный результат, устройство передачи или устройство приема может конфигурироваться имеющим один кодер и имеющим функцию для распределения кодированных данных, как показано на фиг. 4.

В качестве предпочтительного примера а в вышеприведенном примере можно принять схему, описанную в Варианте 18 осуществления. Однако настоящее изобретение этим не ограничивается.

В настоящем варианте осуществления описана схема структурирования N разных матриц предварительного кодирования для схемы переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример схемы передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к схеме передачи с несколькими несущими, например, схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов N в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность высокого качества приема.

Нижеследующее описывает схему настройки, чтобы установить средние мощности y_{s1} и $s2$ для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, как описано, например, в Варианте C1 осуществления, когда отличаются схемы модуляции, используемые для формирования $s1$ и $s2$ (более подробно см. Вариант F1 осуществления).

"Схема настройки для средних мощностей y_{s1} и $s2$, когда отличаются схемы модуляции для $s1$ и $s2$ " применима ко всем схемам предварительного кодирования, описанным в настоящем Описании, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования. Важными моментами являются:

В качестве кодирования с исправлением ошибок используется блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование, использующее замыкание состояний, кодирование с LDPC или т.п., и поддерживается множество длин блоков (количество разрядов, которые составляют один блок) (длина кода), и когда устройство передачи выбирает одну из множества длин блоков и выполняет кодирование с исправлением ошибок с выбранной длиной блока, устройство передачи изменяет схему настройки для средних мощностей (средних значений) y_{s1} и $s2$ в соответствии с длиной бло-

ка, когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются. - При кодировании с исправлением ошибок поддерживается множество скоростей кодирования, и когда устройство передачи выбирает одну из множества скоростей кодирования и выполняет кодирование с исправлением ошибок с выбранной скоростью кодирования, устройство передачи изменяет схему настройки для средних мощностей (средних значений) у s1 и s2 в соответствии с выбранной скоростью кодирования, когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются.

Когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются, поддерживается множество выбираемых схем модуляции для s2, и схемы для настройки средних мощностей (средних значений) для s1 и s2 переключаются в соответствии со схемой модуляции, которую устройство передачи использует для формирования s2.

Когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются, поддерживается множество выбираемых схем модуляции для s1, и схемы для настройки средних мощностей (средних значений) для s1 и s2 переключаются в соответствии со схемой модуляции, которую устройство передачи использует для формирования s2.

"Схема настройки для средних мощностей у s1 и s2, когда схема модуляции для s1 и схема модуляции для s2 отличаются", описанная в настоящем варианте осуществления, не обязательно является схемой предварительного кодирования, постоянно переключающейся между матрицами предварительного кодирования, которая объяснена в настоящем Описании. Применимы любые схемы предварительного кодирования, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования.

В настоящем варианте осуществления переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется во временной области. Однако, когда используется схема передачи с несколькими несущими, например схема OFDM, настоящее изобретение применимо к случаю, где переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется в частотной области, как описано в других вариантах осуществления. Если это так, то t , используемое в настоящем варианте осуществления, нужно заменить f (частота ((под)несущая)). Также настоящее изобретение является применимым даже в случае выполнения переключения между матрицами предварительного кодирования во временной и частотной областях.

Вариант G4 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает случай, где схема настройки, чтобы сделать средние мощности у s1 и s2 отличными друг от друга, применяется к Варианту C2 осуществления, когда отличаются схемы модуляции, используемые для формирования s1 и s2. Вариант C2 осуществления является схемой предварительного кодирования с постоянным переключением матриц предварительного кодирования, которая является сочетанием Варианта C1 осуществления и Варианта 9 осуществления и отличается от Варианта C1 осуществления. То есть, настоящее изобретение является схемой реализации Варианта C1 осуществления, применяющей случай, где количество временных интервалов в периоде (цикле) в Варианте 9 осуществления является нечетным числом.

В схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 677

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (\#18)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ($\alpha > 0$). В настоящем варианте осуществления используется унитарная матрица, и матрицы предварительного кодирования в Уравнении #1 представляются следующим образом.

Математическое выражение 678

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#19)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ ($\alpha > 0$). Для упрощения отображения, выполняемого в устройстве передачи и устройстве приема, λ может быть 0 радианов, $\pi/2$ радианов или $(3\pi)/2$ радианов и фиксироваться в одном из этих трех значений. В частности, выполняется $\alpha=1$, и Уравнение #19 представляется следующим образом.

Математическое выражение 679

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#20)$$

Матрицы предварительного кодирования, используемые в схеме предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, являются такими, как описаны выше. Их отличительным признаком является то, что N , которое представляет количество временных интервалов в периоде (цикле) схемы предваритель-

ного кодирования из настоящего варианта осуществления, постоянно переключающейся между матрицами предварительного кодирования, является нечетным числом ($N=2n+1$). Количество разных матриц предварительного кодирования, подготовленных для получения $N=2n+1$ временных интервалов, равно $n+1$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования n матриц предварительного кодирования используются дважды в одном периоде (цикле), и одна матрица предварительного кодирования используется один раз. Соответственно, получается $N=2n+1$. Нижеследующее подробно описывает матрицы предварительного кодирования, используемые в этом случае.

$n+1$ разных матриц предварительного кодирования, необходимых для получения схемы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N=2n+1$ временных интервалов, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, можно представить в виде $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ ($i=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$). Если это так, то $n+1$ разных матриц $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ предварительного кодирования на основе Уравнения #19 представляются следующим образом.

Математическое выражение 680

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \left(\frac{e^{j\theta_{11}}}{\alpha e^{j\left(\theta_{11} + \frac{2i\pi}{2n+1}\right)}} e^{j\left(\alpha \times e^{j\left(\theta_{11} + \lambda\right)}\right)} e^{j\left(\theta_{11} + \frac{2i\pi}{2n+1} + \lambda + \pi\right)} \right) \quad (\#21)$$

Отметим, что $i=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в Уравнении #21, а именно $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1]$ и $F[n]$, $F[0]$ используется один раз, а $F[1]-F[n]$ используются дважды ($F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды, и $F[n]$ используется дважды). Схема предварительного кодирования соответственно постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования с периодом (циклом) в $N=2n+1$ временных интервалов. В результате, как и в случае схемы предварительного кодирования в Варианте 9 осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, когда количество временных интервалов в периоде (цикле) является нечетным числом, устройство приема добивается высокого качества приема данных. Если это так, то описанная выше схема предварительного кодирования обладает возможностью достижения высокого качества приема данных, даже когда период (цикл) составляет приблизительно половину периода (цикла) в Варианте 9 осуществления, и требует меньше матриц предварительного кодирования для подготовки. Таким образом, настоящий вариант осуществления достигает полезного результата в виде сокращения масштаба схемы в устройстве передачи и устройстве приема. Чтобы улучшить описанный выше полезный результат, устройство передачи или устройство приема может конфигурироваться имеющим один кодер и имеющим функцию для распределения кодированных данных, как показано на фиг. 4.

В частности, когда $\lambda=0$ радианов и $\theta_{11}=0$ радианов, вышеприведенное уравнение можно представить следующим образом.

Математическое выражение 681

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \left(\frac{e^{j0}}{\alpha e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)}} e^{j\left(\alpha \times e^{j0}\right)} e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1} + \pi\right)} \right) \quad (\#22)$$

Отметим, что $i=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в Уравнении #22, а именно $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1]$ и $F[n]$, $F[0]$ используется один раз, а $F[1]-F[n]$ используются дважды ($F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды, и $F[n]$ используется дважды). Схема предварительного кодирования соответственно постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования с периодом (циклом) в $N=2n+1$ временных интервалов. В результате, как и в случае схемы предварительного кодирования в Варианте 9 осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, когда количество временных интервалов в периоде (цикле) является нечетным числом, устройство приема добивается высокого качества приема данных. Если это так, то описанная выше схема предварительного кодирования обладает возможностью достижения высокого качества приема данных, даже когда период (цикл) составляет приблизительно половину периода (цикла) в Варианте 9 осуществления, и требует меньше матриц предварительного кодирования для подготовки. Таким образом, настоящий вариант осуществления достигает полезного результата в виде сокращения масштаба схемы в устройстве передачи и устройстве приема. Когда $\lambda=0$ радианов и $\theta_{11}=0$ радианов, вышеприведенное уравнение можно представить следующим образом. Математическое выражение 682

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \left(\frac{e^{j0}}{\alpha e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)}} \frac{\alpha \times e^{j\pi}}{e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)}} \right) \quad (\#23)$$

Отметим, что $i=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в Уравнении #23, а именно $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1]$ и $F[n]$, $F[0]$ используется один раз, а $F[1]-F[n]$ используются дважды ($F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды, и $F[n]$ используется дважды). Схема предварительного кодирования соответственно постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования с периодом (циклом) в $N=2n+1$ временных

интервалов. В результате, как и в случае схемы предварительного кодирования в Варианте 9 осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, когда количество временных интервалов в периоде (цикле) является нечетным числом, устройство приема добивается высокого качества приема данных. Если это так, то описанная выше схема предварительного кодирования обладает возможностью достижения высокого качества приема данных, даже когда период (цикл) составляет приблизительно половину периода (цикла) в Варианте 9 осуществления, и требует меньше матриц предварительного кодирования для подготовки. Таким образом, настоящий вариант осуществления достигает полезного результата в виде сокращения масштаба схемы в устройстве передачи и устройстве приема. Когда $\alpha=1$, Уравнение #21 можно представить следующим образом, как и в случае взаимосвязи между Уравнением #19 и Уравнением #20,

Математическое выражение 683

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & e^{j(\theta_{11}+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1})} & e^{j(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#24)$$

Отметим, что $i=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в Уравнении #24, а именно $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1]$ и $F[n]$, $F[0]$ используется один раз, а $F[1]-F[n]$ используются дважды ($F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды, и $F[n]$ используется дважды). Схема предварительного кодирования соответственно постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования с периодом (циклом) в $N=2n+1$ временных интервалов. В результате, как и в случае схемы предварительного кодирования в Варианте 9 осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, когда количество временных интервалов в периоде (цикле) является нечетным числом, устройство приема добивается высокого качества приема данных. Если это так, то описанная выше схема предварительного кодирования обладает возможностью достижения высокого качества приема данных, даже когда период (цикл) составляет приблизительно половину периода (цикла) в Варианте 9 осуществления, и требует меньше матриц предварительного кодирования для подготовки. Таким образом, настоящий вариант осуществления достигает полезного результата в виде сокращения масштаба схемы в устройстве передачи и устройстве приема.

Аналогичным образом, когда $\alpha=1$, Уравнение #22 можно представить следующим образом.

Математическое выражение 684

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(\frac{2i\pi}{2n+1})} & e^{j(\frac{2i\pi}{2n+1}+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#25)$$

Отметим, что $i=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в Уравнении #25, а именно $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1]$ и $F[n]$, $F[0]$ используется один раз, а $F[1]-F[n]$ используются дважды ($F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды, и $F[n]$ используется дважды). Схема предварительного кодирования соответственно постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования с периодом (циклом) в $N=2n+1$ временных интервалов. В результате, как и в случае схемы предварительного кодирования в Варианте 9 осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, когда количество временных интервалов в периоде (цикле) является нечетным числом, устройство приема добивается высокого качества приема данных. Если это так, то описанная выше схема предварительного кодирования обладает возможностью достижения высокого качества приема данных, даже когда период (цикл) составляет приблизительно половину периода (цикла) в Варианте 9 осуществления, и требует меньше матриц предварительного кодирования для подготовки. Таким образом, настоящий вариант осуществления достигает полезного результата в виде сокращения масштаба схемы в устройстве передачи и устройстве приема.

Аналогичным образом, когда $\alpha=1$, Уравнение #23 можно представить следующим образом.

Математическое выражение 685

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j(\frac{2i\pi}{2n+1})} & e^{j(\frac{2i\pi}{2n+1})} \end{pmatrix} \quad (\#26)$$

Отметим, что $i=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1, n$. Среди $n+1$ разных матриц предварительного кодирования в Уравнении #26, а именно $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1]$ и $F[n]$, $F[0]$ используется один раз, а $F[1]-F[n]$ используются дважды ($F[1]$ используется дважды, $F[2]$ используется дважды, ..., $F[N-1]$ используется дважды, и $F[n]$ используется дважды). Схема предварительного кодирования соответственно постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования с периодом (циклом) в $N=2n+1$ временных интервалов. В результате, как и в случае схемы предварительного кодирования в Варианте 9 осуществления, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, когда количество временных интервалов в периоде (цикле) является нечетным числом, устройство приема добивается высокого качества приема данных. Если это так, то описанная выше схема предварительного коди-

рования обладает возможностью достижения высокого качества приема данных, даже когда период (цикл) составляет приблизительно половину периода (цикла) в Варианте 9 осуществления, и требует меньше матриц предварительного кодирования для подготовки. Таким образом, настоящий вариант осуществления достигает полезного результата в виде сокращения масштаба схемы в устройстве передачи и устройстве приема.

В качестве предпочтительного примера а в вышеприведенном примере можно принять схему, описанную в Варианте 18 осуществления. Однако настоящее изобретение этим не ограничивается.

В этом варианте осуществления, когда выбирается схема передачи по одной несущей, матрицы $W[0]$, $W[1]$, ..., $W[2n-1]$ и $W[2n]$ предварительного кодирования (отметим, что $W[0]$, $W[1]$, ..., $W[2n-1]$ и $W[2n]$ составлены из $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[n-1]$ и $F[n]$) для схемы переключения предварительного кодирования с периодом (циклом) $N=2n+1$ временных интервалов (то есть, схемы предварительного кодирования, постоянно переключающейся между матрицами предварительного кодирования с периодом (циклом) $N=2n+1$ временных интервалов) размещаются в порядке $W[0]$, $W[1]$, ..., $W[2N-1]$ и $W[2n]$ во временной области (или частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и матрицы $W[0]$, $W[1]$, ..., $W[2N-1]$ и $W[2n]$ предварительного кодирования можно приспособить к схеме передачи с несколькими несущими, например, к схеме передачи OFDM или т.п. Как и в Варианте 1 осуществления, в качестве схемы приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описана схема переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом) ($N=2n+1$), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования матриц $W[0]$, $W[1]$, ..., $W[2N-1]$, $W[2n]$ предварительного кодирования. Другими словами, матрицы $W[0]$, $W[1]$, ..., $W[2N-1]$, $W[2n]$ предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в схеме переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $N=2n+1$ в периоде (цикле) вышеупомянутой схемы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $n+1$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность высокого качества приема.

Нижеследующее описывает схему настройки, чтобы установить средние мощности y_{s1} и s_2 для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, как описано, например, в Варианте C2 осуществления, когда отличаются схемы модуляции, используемые для формирования s_1 и s_2 (более подробно см. Вариант F1 осуществления).

"Схема настройки для средних мощностей y_{s1} и s_2 , когда отличаются схемы модуляции для s_1 и s_2 " применима ко всем схемам предварительного кодирования, описанным в настоящем Описании, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования. Важными моментами являются: в качестве кодирования с исправлением ошибок используется блочное кодирование, например, турбо-кодирование или дуобинарное турбо-кодирование, использующее замыкание состояний, кодирование с LDPC или т.п., и поддерживается множество длин блоков (количество разрядов, которые составляют один блок) (длина кода), и когда устройство передачи выбирает одну из множества длин блоков и выполняет кодирование с исправлением ошибок с выбранной длиной блока, устройство передачи изменяет схему настройки для средних мощностей (средних значений) y_{s1} и s_2 в соответствии с длиной блока, когда схема модуляции для s_1 и схема модуляции для s_2 отличаются. При кодировании с исправлением ошибок поддерживается множество скоростей кодирования, и когда устройство передачи выбирает одну из множества скоростей кодирования и выполняет кодирование с исправлением ошибок с выбранной скоростью кодирования, устройство передачи изменяет схему настройки для средних мощностей (средних значений) y_{s1} и s_2 в соответствии с выбранной скоростью кодирования, когда схема модуляции для s_1 и схема модуляции для s_2 отличаются.

Когда схема модуляции для s_1 и схема модуляции для s_2 отличаются, поддерживается множество выбираемых схем модуляции для s_2 , и схемы для настройки средних мощностей (средних значений) для s_1 и s_2 переключаются в соответствии со схемой модуляции, которую устройство передачи использует для формирования s_2 .

Когда схема модуляции для s_1 и схема модуляции для s_2 отличаются, поддерживается множество выбираемых схем модуляции для s_1 , и схемы для настройки средних мощностей (средних значений) для s_1 и s_2 переключаются в соответствии со схемой модуляции, которую устройство передачи использует для формирования s_2 .

"Схема настройки для средних мощностей y_{s1} и s_2 , когда схема модуляции для s_1 и схема модуляции для s_2 отличаются", описанная в настоящем варианте осуществления, не обязательно является схемой предварительного кодирования, постоянно переключающейся между матрицами предварительного кодирования, которая объяснена в настоящем Описании. Применимы любые схемы предварительного кодирования, которые постоянно переключаются между матрицами предварительного кодирования.

В настоящем варианте осуществления переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется во временной области. Однако, когда используется схема передачи с несколькими

несущими, например схема OFDM, настоящее изобретение применимо к случаю, где переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется в частотной области, как описано в других вариантах осуществления. Если это так, то t , используемое в настоящем варианте осуществления, нужно заменить f (частота ((под)несущая)). Также настоящее изобретение является применимым даже в случае выполнения переключения между матрицами предварительного кодирования во временной и частотной областях.

Вариант Н1 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает схему, которая используется, например, когда передается сигнал модуляции, подвергнутый отображению QPSK, и сигнал модуляции, подвергнутый отображению 16QAM, и используется для задания средней мощности сигнала модуляции, подвергнутого отображению QPSK, и средней мощности сигнала модуляции, подвергнутого отображению 16QAM, так что средние мощности будут отличаться друг от друга. Эта схема отличается от Варианта F1 осуществления.

Как объяснено в Варианте F1 осуществления, когда схемой модуляции для сигнала модуляции y_{s1} является QPSK, а схемой модуляции для сигнала модуляции y_{s2} является 16QAM (либо схемой модуляции для сигнала модуляции y_{s1} является 16QAM, а схемой модуляции для сигнала модуляции y_{s2} является QPSK), если средняя мощность сигнала модуляции, подвергнутого отображению QPSK, и средняя мощность сигнала модуляции, подвергнутого отображению 16QAM, устанавливаются отличными друг от друга, то может увеличиться PAPR (отношение пиковой мощности к средней мощности) усилителя мощности передачи, предоставленного в устройстве передачи, в зависимости от схемы предварительного кодирования, используемой устройством передачи, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования. Увеличение PAPR может привести к увеличению энергопотребления устройством передачи.

Точнее говоря, в настоящем Описании, которое включает в себя "Вариант 8 осуществления", "Вариант 9 осуществления", "Вариант 18 осуществления", "Вариант 19 осуществления", "Вариант C1 осуществления" и "Вариант C2 осуществления", когда $\alpha \neq 1$ в уравнении матрицы предварительного кодирования, которую нужно использовать в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, получаются следующие эффекты. А именно, средняя мощность модулированного сигнала z_1 и модулированного сигнала z_2 становятся отличными друг от друга, что влияет на PAPR усилителя мощности передачи, включенного в устройство передачи. В результате возникает проблема увеличения энергопотребления устройства передачи (однако, как уже упоминалось выше, некоторые матрицы предварительного кодирования в схеме для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования влияют на PAPR только в минимальной степени, даже когда $\alpha \neq 1$).

Таким образом, в настоящем варианте осуществления предоставляется описание схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, где влияние на PAPR снижается до минимальной степени, когда $\alpha \neq 1$ в уравнении матрицы предварительного кодирования, которую нужно использовать в схеме предварительного кодирования. Как уже упоминалось выше, приведено описание схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования в настоящем Описании, точнее говоря, в "Варианте 8 осуществления", "Варианте 9 осуществления", "Варианте 18 осуществления", "Варианте 19 осуществления", "Варианте C1 осуществления" и "Варианте C2 осуществления".

В настоящем варианте осуществления предоставляется описание, приводя в качестве примера случай, где примененной к потокам s_1 и s_2 схемой модуляции является либо QPSK, либо 16QAM.

Во-первых, предоставляется объяснение схемы отображения для модуляции QPSK и схемы отображения для модуляции 16QAM. Отметим, что в настоящем варианте осуществления символы s_1 и s_2 относятся к сигналам, которые находятся либо в соответствии с отображением для модуляции QPSK, либо с отображением для модуляции 16QAM.

Прежде всего предоставляется описание касательно отображения для 16QAM со ссылкой на прилагаемую фиг. 94. Фиг. 94 иллюстрирует пример расположения сигнальных точек на плоскости синфазной составляющей I - квадратурной составляющей Q для 16QAM. Касательно сигнальной точки 9400 на фиг. 94, когда перенесенными разрядами (входными разрядами) являются b_0 - b_3 , то есть, когда перенесенные разряды указываются с помощью $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (1, 0, 0, 0)$ (это значение иллюстрируется на фиг. 94), соответствующие им координаты на плоскости синфазной составляющей I - квадратурной составляющей Q обозначаются в виде $(I, Q) = (-3 \times g, 3 \times g)$. Значения координат I и Q в этом наборе координат указывают отображенные сигналы. Отметим, что когда перенесенные разряды (b_0, b_1, b_2, b_3) принимают иные значения, чем указано выше, набор значений I и Q определяется в соответствии со значениями перенесенных разрядов (b_0, b_1, b_2, b_3) и в соответствии с фиг. 94. Кроме того, аналогично вышеизложенному, значения координат I и Q в этом наборе указывают отображенные сигналы (s_1 и s_2).

Затем предоставляется описание касательно отображения для модуляции QPSK со ссылкой на прилагаемую фиг. 95. Фиг. 95 иллюстрирует пример расположения сигнальных точек на плоскости синфаз-

ной составляющей I - квадратурной составляющей Q для QPSK. Касательно сигнальной точки 9500 на фиг. 95, когда перенесенными разрядами (входными разрядами) являются b_0 и b_1 , то есть, когда перенесенные разряды указываются с помощью $(b_0, b_1) = (1, 0)$ (это значение иллюстрируется на фиг. 95), соответствующие им координаты на плоскости синфазной составляющей I - квадратурной составляющей Q обозначаются в виде $(I, Q) = (-1 \times h, 1 \times h)$. Кроме того, значения координат I и Q в этом наборе координат указывают отображенные сигналы. Отметим, что когда перенесенные разряды (b_0, b_1) принимают иные значения, чем указано выше, набор координат (I, Q) определяется в соответствии со значениями перенесенных разрядов (b_0, b_1) и в соответствии с фиг. 95. Кроме того, аналогично вышеизложенному, значения координат I и Q в этом наборе указывают отображенные сигналы (s_1 и s_2).

Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к s_1 и s_2 , является либо QPSK, либо 16QAM, и при выравнивании средней мощности модулированного сигнала z_1 и модулированного сигнала z_2 , h представляет уравнение (273), а g представляет уравнение (272).

Фиг. 110 и 111 иллюстрируют пример схемы изменения схемы модуляции, значение изменения мощности и матрицу предварительного кодирования во временной области (или в частотной области, или во временной области и частотной области) при использовании связанного с предварительным кодированием блока обработки сигналов, проиллюстрированного на фиг. 108.

На фиг. 110 предоставляется диаграмма, указывающая схему модуляции, значение изменения мощности и схему предварительного кодирования, которые нужно задавать в каждый из моментов с $t=0$ по $t=1$. Относительно модулированных сигналов $z_1(t)$ и $z_2(t)$ отметим, что модулированные сигналы $z_1(t)$ и $z_2(t)$ в один момент времени должны передаваться одновременно из разных передающих антенн на одинаковой частоте. (Хотя диаграмма на фиг. 110 основывается на временной области, при использовании схемы передачи с несколькими несущими, такой как схема OFDM, переключение между схемами может выполняться в соответствии с частотной областью (областью поднесущей), а не в соответствии с временной областью. В таком случае следует произвести замену $t=0$ на $f=f_0$, $t=1$ на $f=f_1$, ..., как показано на фиг. 110. (Отметим, что здесь f обозначает частоты (поднесущие), и соответственно $f_0, f_1, \dots$ указывают разные частоты (поднесущие), которые нужно использовать). Касательно модулированных сигналов $z_1(f)$ и $z_2(f)$ дополнительно отметим, что в таком случае модулированные сигналы $z_1(f)$ и $z_2(f)$, имеющие одинаковую частоту, должны передаваться одновременно из разных передающих антенн.

Как проиллюстрировано на фиг. 110, когда примененной схемой модуляции является QPSK, блок изменения мощности (хотя и называемый блоком изменения мощности в этом документе, он также может называться блоком изменения усиления или взвешивающим блоком) умножает a (a является вещественным числом) относительно сигнала, модулированного в соответствии с QPSK. Аналогичным образом, когда примененной схемой модуляции является 16QAM, блок изменения мощности (хотя и называемый блоком изменения мощности в этом документе, он также может называться блоком изменения усиления или взвешивающим блоком) умножает b (b является вещественным числом) относительно сигнала, модулированного в соответствии с 16QAM.

В проиллюстрированном на фиг. 110 примере три матрицы предварительного кодирования, а именно $F[0]$, $F[1]$ и $F[2]$, готовятся в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Более того, период (цикл) для переключения в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования равен 3 (соответственно, каждый из t_0 - t_2 , t_3 - t_5 , ... составляет один период (цикл)).

Кроме того, на фиг. 110 схемой модуляции, примененной к $s_1(t)$, является QPSK в периоде (цикле) t_0 - t_2 , 16QAM в периоде (цикле) t_3 - t_5 и так далее, тогда как схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является 16QAM в периоде (цикле) t_0 - t_2 , QPSK в периоде (цикле) t_3 - t_5 и так далее. Таким образом, набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) является либо (QPSK, 16QAM), либо (16QAM, QPSK).

Здесь важно, что при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[0]$ набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK), при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[1]$ набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK), и аналогичным образом при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[2]$ набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK).

К тому же, когда схемой модуляции, примененной к $s_1(t)$, является QPSK, блок изменения мощности (10701A) умножает $s_1(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times s_1(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является 16QAM, блок изменения мощности (10701A) умножает $s_1(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times s_1(t)$.

Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является QPSK, блок изменения мощности (10701B) умножает $s_2(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times s_2(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является 16QAM, блок изменения мощности (10701B) умножает $s_2(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times s_2(t)$.

Касательно схемы для разного задания средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции QPSK и средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции 16QAM отметим, что описание уже приведено в варианте F1 осуществления.

Таким образом, учитывая набор (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$), период (цикл) для переключения между матрицами предварительного кодирования и переключения между схемами модуляции составляет $6=3 \times 2$ (где 3: количество матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, и 2: набором (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK) для каждой из матриц предварительного кодирования).

Как описано выше, в результате создания такого размещения, что (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK) существуют в качестве набора (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) и что (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK) существуют в качестве набора (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) по отношению к каждой из матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, должны получиться следующие полезные результаты. А именно, даже при разном задании средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции QPSK и средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции 16QAM снижается до минимальной степени влияние на PAPR усилителя мощности передачи, включенного в устройство передачи, и соответственно влияние на энергопотребление устройства передачи снижается до минимальной степени, тогда как повышается качество приема данных, принятых устройством приема в среде LOS, и объяснение уже предоставлено в настоящем описании.

Отметим, что хотя выше предоставлено описание, приводя в качестве примера случай, где набором (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) является (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK), возможные наборы (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) этим не ограничиваются. Точнее говоря, набор (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) может быть одним из: (QPSK, 64QAM), (64QAM, QPSK); (16QAM, 64QAM), (64QAM, 16QAM); (128QAM, 64QAM), (64QAM, 128QAM); (256QAM, 64QAM), (64QAM, 256QAM) и т.п. То есть, настоящее изобретение должно быть аналогичным образом реализовано, если готовятся две разные схемы модуляции, и к каждому из $s1(t)$ и $s2(t)$ применяется разная схема из схем модуляции.

На фиг. 111 предоставляется диаграмма, указывающая схему модуляции, значение изменения мощности и матрицу предварительного кодирования, которые нужно задавать в каждый из моментов с $t=0$ по $t=1$. Относительно модулированных сигналов $z1(t)$ и $z2(t)$ отметим, что модулированные сигналы $z1(t)$ и $z2(t)$ в один момент времени должны передаваться одновременно из разных передающих антенн на одинаковой частоте. (Хотя диаграмма на фиг. 111 основывается на временной области, при использовании схемы передачи с несколькими несущими, такой как схема OFDM, переключение между схемами может выполняться в соответствии с частотной областью (областью поднесущей), а не в соответствии с временной областью. В таком случае следует произвести замену $t=0$ на $f=f_0$, $t=1$ на $f=f_1$, ..., как показано на фиг. 111. (Отметим, что здесь f обозначает частоты (поднесущие), и соответственно $f_0, f_1, \dots$ указывают разные частоты (поднесущие), которые нужно использовать). Касательно модулированных сигналов $z1(f)$ и $z2(f)$ дополнительно отметим, что в таком случае модулированные сигналы $z1(f)$ и $z2(f)$, имеющие одинаковую частоту, должны передаваться одновременно из разных передающих антенн. Отметим, что проиллюстрированный на фиг. 111 пример является примером, который отличается от проиллюстрированного на фиг. 110 примера, но удовлетворяет требованиям, объясненным со ссылкой на фиг. 110.

Как проиллюстрировано на фиг. 111, когда примененной схемой модуляции является QPSK, блок изменения мощности (хотя и называемый блоком изменения мощности в этом документе, он также может называться блоком изменения усиления или взвешивающим блоком) умножает a (a является вещественным числом) относительно сигнала, модулированного в соответствии с QPSK. Аналогичным образом, когда примененной схемой модуляции является 16QAM, блок изменения мощности (хотя и называемый блоком изменения мощности в этом документе, он также может называться блоком изменения усиления или взвешивающим блоком) умножает b (b является вещественным числом) относительно сигнала, модулированного в соответствии с 16QAM.

В проиллюстрированном на фиг. 111 примере три матрицы предварительного кодирования, а именно $F[0]$, $F[1]$ и $F[2]$, готовятся в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Более того, период (цикл) для переключения в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования равен 3 (соответственно, каждый из t_0 - t_2 , t_3 - t_5 , составляет один период (цикл)).

Кроме того, QPSK и 16QAM поочередно задаются в качестве схемы модуляции, примененной к $s1(t)$ во временной области, и то же самое применяется к схеме модуляции, заданной для $s2(t)$. Таким образом, набором (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) является либо (QPSK, 16QAM), либо (16QAM, QPSK).

Здесь важно, что при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[0]$ набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK), при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[1]$ набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK), и аналогичным образом при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[2]$ набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK).

К тому же, когда схемой модуляции, примененной к $s_1(t)$, является QPSK, блок изменения мощности (10701A) умножает $s_1(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times s_1(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является 16QAM, блок изменения мощности (10701A) умножает $s_1(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times s_1(t)$.

Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является QPSK, блок изменения мощности (10701B) умножает $s_2(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times s_2(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является 16QAM, блок изменения мощности (10701B) умножает $s_2(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times s_2(t)$.

Таким образом, учитывая набор (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$), период (цикл) для переключения между матрицами предварительного кодирования и переключения между схемами модуляции составляет $6=3 \times 2$ (где 3: количество матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, и 2: набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK) для каждой из матриц предварительного кодирования).

Как описано выше, в результате создания такого размещения, что (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK) существуют в качестве набора (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) и что (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK) существуют в качестве набора (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) для каждой из матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, должны получиться следующие полезные результаты. А именно, даже при разном задании средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции QPSK и средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции 16QAM снижается до минимальной степени влияние на PAPR усилителя мощности передачи, включенного в устройство передачи, и соответственно влияние на энергопотребление устройства передачи снижается до минимальной степени, тогда как повышается качество приема данных, принятых устройством приема в среде LOS, и объяснение уже предоставлено в настоящем описании.

Отметим, что хотя выше предоставлено описание, приводя в качестве примера случай, где набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) является (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK), возможные наборы (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) этим не ограничиваются. Точнее говоря, набор (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) может быть одним из: (QPSK, 64QAM), (64QAM, QPSK); (16QAM, 64QAM), (64QAM, 16QAM); (128QAM, 64QAM), (64QAM, 128QAM); (256QAM, 64QAM), (64QAM, 256QAM) и т.п. То есть, настоящее изобретение должно быть аналогичным образом реализовано, если готовятся две разные схемы модуляции, и к каждому из $s_1(t)$ и $s_2(t)$ применяется разная схема из схем модуляции.

Более того, отношение между схемой модуляции, значением изменения мощности и матрицей предварительного кодирования, заданных в каждый из моментов (или для каждой из частот), не ограничивается описанными выше со ссылкой на фиг. 110 и 111.

Чтобы резюмировать предоставленное выше объяснение, следующие моменты являются существенными.

Размещения нужно производить так, что набором (схема модуляции $s_1(t)$, схема модуляции $s_2(t)$) может быть либо (схема А модуляции, схема В модуляции), либо (схема В модуляции, схема А модуляции), и так, что средняя мощность сигналов в соответствии с отображением для модуляции QPSK и средняя мощность сигналов в соответствии с отображением для модуляции 16QAM задаются поразному.

Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к $s_1(t)$, является схема А модуляции, блок изменения мощности (10701A) умножает $s_1(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times s_1(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является схема В модуляции, блок изменения мощности (10701A) умножает $s_1(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times s_1(t)$. Аналогичным образом, когда схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является схема А модуляции, блок изменения мощности (10701B) умножает $s_2(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times s_2(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $s_2(t)$, является схема В модуляции, блок изменения мощности (10701A) умножает $s_2(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times s_2(t)$.

Кроме того, размещение нужно производить так, что матрицы $F[0]$, $F[1]$, ..., $F[N-2]$ и $F[N-1]$ предва-

рительного кодирования (или $F[k]$, где k удовлетворяет $0 \leq k \leq N-1$) существуют в качестве матриц предварительного кодирования, подготовленных для использования в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Кроме того, размещение нужно производить так, что (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) для $F[k]$. (Здесь размещение может быть проведено так, что (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) для $F[k]$ для всех значений k , или так, что существует значение k , где (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) для $F[k]$).

Как описано выше, в результате создания такого размещения, что (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) и что (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $s1(t)$, схема модуляции $s2(t)$) для каждой из матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, получаются следующие полезные результаты. А именно, даже при разном задании средней мощности сигналов в соответствии с отображением для схемы А модуляции и средней мощности сигналов в соответствии с отображением для схемы В модуляции снижается до минимальной степени влияние на PAPR усилителя мощности передачи, включенного в устройство передачи, и соответственно влияние на энергопотребление устройства передачи снижается до минимальной степени, тогда как повышается качество приема данных, принятых устройством приема в среде LOS, и объяснение уже предоставлено в настоящем описании.

В связи с вышеизложенным предоставляется объяснение схемы для формирования основоположных сигналов $s1(t)$ и $s2(t)$. Как проиллюстрировано на фиг. 3 и 4, основоположный сигнал $s1(t)$ формируется блоком 306а отображения, а основоположный сигнал $s2(t)$ формируется блоком 306b отображения. По существу, в предоставленных выше примерах со ссылкой на фиг. 110 и 111 блоки 306а и 306b отображения переключают между отображением в соответствии с QPSK и отображением в соответствии с 16QAM, обращаясь к диаграммам, проиллюстрированным на фиг. 110 и 111.

Здесь отметим, что хотя отдельные блоки отображения для формирования каждого из основоположного сигнала $s1(t)$ и основоположного сигнала $s2(t)$ предоставляются на иллюстрациях фиг. 3 и 4, настоящее изобретение этим не ограничивается. Например, блок отображения (11202) может принимать ввод цифровых данных (11201), формировать $s1(t)$ и $s2(t)$ в соответствии с фиг. 110 и 111 и выводить $s1(t)$ в качестве отображенного сигнала 307А и $s2(t)$ в качестве отображенного сигнала 307В соответственно.

Фиг. 113 иллюстрирует один структурный пример периферийного оборудования блока объединения со взвешиванием (блока предварительного кодирования), который отличается от структур, проиллюстрированных на фиг. 108 и 112. На фиг. 113 элементы, которые работают аналогично фиг. 3 и 107, имеют такие же ссылочные номера. На фиг. 114 предоставляется диаграмма, указывающая схему модуляции, значения изменения мощности и матрицу предварительного кодирования, которые нужно задавать в каждый из моментов с $t=0$ по $t=11$, по отношению к структурному примеру, проиллюстрированному на фиг. 113. Относительно модулированных сигналов $z1(t)$ и $z2(t)$ отметим, что модулированные сигналы $z1(t)$ и $z2(t)$ в один момент времени должны передаваться одновременно из разных передающих антенн на одинаковой частоте. (Хотя диаграмма на фиг. 114 основывается на временной области, при использовании схемы передачи с несколькими несущими, такой как схема OFDM, переключение между схемами может выполняться в соответствии с частотной областью (областью поднесущей), а не в соответствии с временной областью. В таком случае следует произвести замену $t=0$ на $f=f_0$, $t=1$ на $f=f_1$, ..., как показано на фиг. 114. (Отметим, что здесь f обозначает частоты (поднесущие), и соответственно f_0 , f_1 , указывают разные частоты (поднесущие), которые нужно использовать). Касательно модулированных сигналов $z1(f)$ и $z2(f)$ дополнительно отметим, что в таком случае модулированные сигналы $z1(f)$ и $z2(f)$, имеющие одинаковую частоту, должны передаваться одновременно из разных передающих антенн.

Как проиллюстрировано на фиг. 114, когда примененной схемой модуляции является QPSK, блок изменения мощности (хотя и называемый блоком изменения мощности в этом документе, он также может называться блоком изменения усиления или взвешивающим блоком) умножает a (a является вещественным числом) относительно сигнала, модулированного в соответствии с QPSK. Аналогичным образом, когда примененной схемой модуляции является 16QAM, блок изменения мощности (хотя и называемый блоком изменения мощности в этом документе, он также может называться блоком изменения усиления или взвешивающим блоком) умножает b (b является вещественным числом) относительно сигнала, модулированного в соответствии с 16QAM.

В проиллюстрированном на фиг. 114 примере три матрицы предварительного кодирования, а именно $F[0]$, $F[1]$ и $F[2]$, готовятся в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Более того, период (цикл) для переключения в схеме постоянного переключения между мат-

рицами предварительного кодирования равен 3 (соответственно, каждый из t_0 - t_2 , t_3 - t_5 , составляет один период (цикл)).

Дополнительно схема модуляции, примененная к $s_1(t)$, фиксируется в QPSK, а схема модуляции, которую нужно применить к $s_2(t)$, фиксируется в 16QAM. Более того, блок переключения сигнала (11301), проиллюстрированный на фиг. 113, в качестве ввода принимает отображенные сигналы 307A и 307B и управляющий сигнал (10700). Блок переключения сигнала (11301) выполняет переключение относительно отображенных сигналов 307A и 307B в соответствии с управляющим сигналом (10700) (также имеются случаи, где переключение не выполняется) и выводит переключенные сигналы (11302A: $\Omega_1(t)$ и 11302B: $\Omega_2(t)$).

Здесь важно, что при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[0]$ набором (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK), при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[1]$ набором (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK), и аналогичным образом при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[2]$ набором (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK).

Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega_1(t)$, является QPSK, блок изменения мощности (10701A) умножает $\Omega_1(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times \Omega_1(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega_1(t)$, является 16QAM, блок изменения мощности (10701A) умножает $\Omega_1(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times \Omega_1(t)$.

Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega_2(t)$, является QPSK, блок изменения мощности (10701B) умножает $\Omega_2(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times \Omega_2(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega_2(t)$, является 16QAM, блок изменения мощности (10701B) умножает $\Omega_2(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times \Omega_2(t)$.

Касательно схемы для разного задания средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции QPSK и средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции 16QAM отметим, что описание уже приведено в варианте F1 осуществления.

Таким образом, учитывая набор (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$), период (цикл) для переключения между матрицами предварительного кодирования и переключения между схемами модуляции составляет $6=3 \times 2$ (где 3: количество матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, и 2: набором (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK) для каждой из матриц предварительного кодирования).

Как описано выше, в результате создания такого размещения, что (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK) существуют в качестве набора (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) и что (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK) существуют в качестве набора (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) для каждой из матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, должны получиться следующие полезные результаты. А именно, даже при разном задании средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции QPSK и средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции 16QAM снижается до минимальной степени влияние на PAPR усилителя мощности передачи, включенного в устройство передачи, и соответственно влияние на энергопотребление устройства передачи снижается до минимальной степени, тогда как повышается качество приема данных, принятых устройством приема в среде LOS.

Отметим, что хотя выше предоставлено описание, приводя в качестве примера случай, где набором (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) является (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK), возможные наборы (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) этим не ограничиваются. Точнее говоря, набор (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) может быть одним из: (QPSK, 64QAM), (64QAM, QPSK); (16QAM, 64QAM), (64QAM, 16QAM); (128QAM, 64QAM), (64QAM, 128QAM); (256QAM, 64QAM), (64QAM, 256QAM) и т.п. То есть, настоящее изобретение должно быть аналогичным образом реализовано, если готовятся две разные схемы модуляции, и к каждому из $\Omega_1(t)$ и $\Omega_2(t)$ применяется разная схема из схем модуляции.

На фиг. 115 предоставляется диаграмма, указывающая схему модуляции, значение изменения мощности и матрицу предварительного кодирования, которые нужно задавать в каждый из моментов с $t=0$ по $t=11$, по отношению к структурному примеру, проиллюстрированному на фиг. 113. Отметим, что диаграмма на фиг. 115 отличается от диаграммы на фиг. 114. Кроме того, относительно модулированных сигналов $z_1(t)$ и $z_2(t)$ отметим, что модулированные сигналы $z_1(t)$ и $z_2(t)$ в один момент времени должны передаваться одновременно из разных передающих антенн на одинаковой частоте. (Хотя диаграмма на

фиг. 115 основывается на временной области, при использовании схемы передачи с несколькими несущими, такой как схема OFDM, переключение между схемами может выполняться в соответствии с частотной областью (областью поднесущей), а не в соответствии с временной областью. В таком случае следует произвести замену $t=0$ на $f=f_0$, $t=1$ на $f=f_1$, ..., как показано на фиг. 115. (Отметим, что здесь f обозначает частоты (поднесущие), и соответственно f_0 , f_1 , указывают разные частоты (поднесущие), которые нужно использовать). Касательно модулированных сигналов $z1(f)$ и $z2(f)$ дополнительно отметим, что в таком случае модулированные сигналы $z1(f)$ и $z2(f)$, имеющие одинаковую частоту, должны передаваться одновременно из разных передающих антенн.

Как проиллюстрировано на фиг. 115, когда примененной схемой модуляции является QPSK, блок изменения мощности (хотя и называемый блоком изменения мощности в этом документе, он также может называться блоком изменения усиления или взвешивающим блоком) умножает a (a является вещественным числом) относительно сигнала, модулированного в соответствии с QPSK. Аналогичным образом, когда примененной схемой модуляции является 16QAM, блок изменения мощности (хотя и называемый блоком изменения мощности в этом документе, он также может называться блоком изменения усиления или взвешивающим блоком) умножает b (b является вещественным числом) относительно сигнала, модулированного в соответствии с 16QAM.

В проиллюстрированном на фиг. 115 примере три матрицы предварительного кодирования, а именно $F[0]$, $F[1]$ и $F[2]$, готовятся в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Более того, период (цикл) для переключения в схеме постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования равен 3 (соответственно, каждый из t_0 - t_2 , t_3 - t_5 , ... составляет один период (цикл)).

Дополнительно схема модуляции, примененная к $s1(t)$, фиксируется в QPSK, а схема модуляции, которую нужно применить к $s2(t)$, фиксируется в 16QAM. Более того, блок переключения сигнала (11301), проиллюстрированный на фиг. 113, в качестве ввода принимает отображенные сигналы 307A и 307B и управляющий сигнал (10700). Блок переключения сигнала (11301) выполняет переключение относительно отображенных сигналов 307A и 307B в соответствии с управляющим сигналом (10700) (также имеются случаи, где переключение не выполняется) и выводит переключенные сигналы (11302A: $\Omega1(t)$ и 11302B: $\Omega2(t)$).

Здесь важно, что при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[0]$ набором (схема модуляции $\Omega1(t)$, схема модуляции $\Omega2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK), при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[1]$ набором (схема модуляции $\Omega1(t)$, схема модуляции $\Omega2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK), и аналогичным образом при выполнении предварительного кодирования в соответствии с матрицей $F[2]$ набором (схема модуляции $\Omega1(t)$, схема модуляции $\Omega2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK).

Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega1(t)$, является QPSK, блок изменения мощности (10701A) умножает $\Omega1(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times \Omega1(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega1(t)$, является 16QAM, блок изменения мощности (10701A) умножает $\Omega1(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times \Omega1(t)$.

Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega2(t)$, является QPSK, блок изменения мощности (10701B) умножает $\Omega2(t)$ на a и посредством этого выводит $a \times \Omega2(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega2(t)$, является 16QAM, блок изменения мощности (10701B) умножает $\Omega2(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times \Omega2(t)$.

Касательно схемы для разного задания средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции QPSK и средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции 16QAM отметим, что описание уже приведено в варианте F1 осуществления.

Таким образом, учитывая набор (схема модуляции $\Omega1(t)$, схема модуляции $\Omega2(t)$), период (цикл) для переключения между матрицами предварительного кодирования и переключения между схемами модуляции составляет $6=3 \times 2$ (где 3: количество матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, и 2: набором (схема модуляции $\Omega1(t)$, схема модуляции $\Omega2(t)$) может быть как (QPSK, 16QAM), так и (16QAM, QPSK) для каждой из матриц предварительного кодирования).

Как описано выше, в результате создания такого размещения, что (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK) существуют в качестве набора (схема модуляции $\Omega1(t)$, схема модуляции $\Omega2(t)$) и что (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK) существуют в качестве набора (схема модуляции $\Omega1(t)$, схема модуляции $\Omega2(t)$) для каждой из матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, должны получиться следующие полезные

результаты. А именно, даже при разном задании средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции QPSK и средней мощности сигналов в соответствии с отображением для модуляции 16QAM снижается до минимальной степени влияние на PAPR усилителя мощности передачи, включенного в устройство передачи, и соответственно влияние на энергопотребление устройства передачи снижается до минимальной степени, тогда как повышается качество приема данных, принятых устройством приема в среде LOS.

Отметим, что хотя выше предоставлено описание, приводя в качестве примера случай, где набором (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) является (QPSK, 16QAM) и (16QAM, QPSK), возможные наборы (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) этим не ограничиваются. Точнее говоря, набор (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) может быть одним из: (QPSK, 64QAM), (64QAM, QPSK); (16QAM, 64QAM), (64QAM, 16QAM); (128QAM, 64QAM), (64QAM, 128QAM); (256QAM, 64QAM), (64QAM, 256QAM) и т.п. То есть, настоящее изобретение должно быть аналогичным образом реализовано, если готовятся две разные схемы модуляции, и к каждому из $\Omega_1(t)$ и $\Omega_2(t)$ применяется разная схема из схем модуляции.

Более того, отношение между схемой модуляции, значением изменения мощности и матрицей предварительного кодирования, заданных в каждый из моментов (или для каждой из частот), не ограничивается описанными выше со ссылкой на фиг. 114 и 115.

Чтобы резюмировать предоставленное выше объяснение, следующие моменты являются существенными.

Размещения нужно производить так, что набором (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) может быть либо (схема А модуляции, схема В модуляции), либо (схема В модуляции, схема А модуляции), и так, что средняя мощность сигналов в соответствии с отображением для модуляции QPSK и средняя мощность сигналов в соответствии с отображением для модуляции 16QAM задаются по-разному.

Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega_1(t)$, является схема А модуляции, блок изменения мощности (10701A) умножает $\Omega_1(t)$ на а и посредством этого выводит $a \times \Omega_1(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega_1(t)$, является схема В модуляции, блок изменения мощности (10701A) умножает $\Omega_1(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times \Omega_1(t)$. Кроме того, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega_2(t)$, является схема А модуляции, блок изменения мощности (10701B) умножает $\Omega_2(t)$ на а и посредством этого выводит $a \times \Omega_2(t)$. С другой стороны, когда схемой модуляции, примененной к $\Omega_2(t)$, является схема В модуляции, блок изменения мощности (10701B) умножает $\Omega_2(t)$ на b и посредством этого выводит $b \times \Omega_2(t)$.

Кроме того, размещение нужно производить так, что матрицы $F[0]$, $F[1]$, ..., $F[N-2]$ и $F[N-1]$ предварительного кодирования (или $F[k]$, где k удовлетворяет $0 \leq k \leq N-1$) существуют в качестве матриц предварительного кодирования, подготовленных для использования в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Кроме того, размещение нужно производить так, что (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) для $F[k]$. (Здесь размещение может быть проведено так, что (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) для $F[k]$ для всех значений k, или так, что существует значение k, где (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) для $F[k]$).

Как описано выше, в результате создания такого размещения, что (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) и что (схема А модуляции, схема В модуляции) и (схема В модуляции, схема А модуляции) существуют в качестве набора (схема модуляции $\Omega_1(t)$, схема модуляции $\Omega_2(t)$) для каждой из матриц предварительного кодирования, подготовленных в качестве матриц предварительного кодирования, используемых в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, должны получиться следующие полезные результаты. А именно, даже при разном задании средней мощности сигналов в соответствии с отображением для схемы А модуляции и средней мощности сигналов в соответствии с отображением для схемы В модуляции снижается до минимальной степени влияние на PAPR усилителя мощности передачи, включенного в устройство передачи, и соответственно влияние на энергопотребление устройства передачи снижается до минимальной степени, тогда как повышается качество приема данных, принятых устройством приема в среде LOS, и объяснение уже предоставлено в настоящем описании.

Далее предоставляется объяснение операций блока приема. Объяснение устройства приема уже предоставлено в варианте 1 осуществления, вариантах А1-А5 осуществления и т.п., а структура блока приема иллюстрируется, например, на фиг. 7, 8, 9, 56, 73, 74 и 75.

В соответствии с отношением, проиллюстрированным на фиг. 5, когда устройство передачи переда-

ет сигналы модуляции, которые представлены на фиг. 110, 111, 114 и 115, выполняется одно отношение из двух отношений, обозначенных двумя уравнениями ниже. Отметим, что в двух уравнениях ниже $r1(t)$ и $r2(t)$ указывают сигналы приема, тогда как $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ указывают значения колебания канала.

Математическое выражение 686

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (H1)$$

Математическое выражение 687

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (H2)$$

Здесь следует отметить, что $F[t]$ является матрицей предварительного кодирования, использующей параметр "время t ", когда применяется для схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Устройство приема выполняет демодуляцию (обнаружение) сигналов с использованием отношения, заданного в двух уравнениях выше (то есть демодуляция должна выполняться таким же образом, как предоставлено объяснение в варианте 1 осуществления и вариантах осуществления с A1 по A5). Однако два уравнения выше не учитывают такие составляющие искажений, как шумовые составляющие, уходы частоты и ошибки оценки канала, и соответственно демодуляция (обнаружение) выполняется с такими включенными в сигналы составляющими искажений. В отношении значений u и v , используемых устройством передачи при выполнении изменения мощности, устройство передачи может передавать информацию касательно такой информации, или же устройство передачи может передавать информацию касательно примененного режима передачи (например, схема передачи, схема модуляции и схема исправления ошибок). В результате получения такой информации устройство приема способно на подтверждение значений u и v , используемых устройством передачи. По существу, устройство приема выводит два уравнения выше и выполняет демодуляцию (обнаружение).

Хотя в настоящем изобретении описание предоставляется, приводя в качестве примера случай, где переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется во временной области, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом при использовании схемы передачи с несколькими несущими, например, OFDM или т.п., и при переключении между матрицами предварительного кодирования в частотной области, как описано в других вариантах осуществления. В таком случае параметр t , используемый в настоящем варианте осуществления, нужно заменить параметром f (частота ((под)несущая)). Кроме того, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом в случае, где переключение между матрицами предварительного кодирования выполняется в частотно-временной области. К тому же в настоящем варианте осуществления схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничивается схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, объяснение которой предоставлено в других разделах настоящего описания. К тому же такой же результат в виде минимизации влияния на PAPR должен получиться при применении настоящего варианта осуществления к схеме предварительного кодирования, где используется фиксированная матрица предварительного кодирования.

Вариант H2 осуществления.

В настоящем варианте осуществления предоставляется описание схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, применение которой реализует полезный результат в виде уменьшения размера схемы, когда широкополосная система (или система связи) поддерживает случай, где примененной к $s1$ схемой модуляции является QPSK, а примененной к $s2$ схемой модуляции является 16QAM, и случай, где примененной к $s1$ схемой

модуляции является 16QAM, и примененной к s2 схемой модуляции является 16QAM.

Во-первых, дается объяснение схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования в случае, где 16QAM применяется к s1 и s2 в качестве схемы модуляции.

В качестве примера схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которые описаны в вариантах 9, 10, 18, 19 осуществления и т.п. в настоящем описании, применяются в качестве примера схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования в случае, где 16QAM применяется к s1 и s2 в качестве схемы модуляции. (Однако схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не обязательно ограничиваются описанными в вариантах 9, 10, 18 и 19 осуществления). Здесь, приводя для примера схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которые описаны в вариантах 8 и 18 осуществления, матрица предварительного кодирования ($F[i]$) с N-интервальным периодом времени (циклом) выражается следующим уравнением.

Математическое выражение 688

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (H3)$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. Здесь отметим, что $\theta_{11}(i)$, $\theta_{21}(i)$, α , λ и δ аналогичны тем, что приведены в описании, предоставленном в вариантах 8 и 18 осуществления. (Кроме того, предоставляют хороший пример условия, описанные в вариантах 8 и 18 осуществления, которым должны удовлетворять $\theta_{11}(i)$, $\theta_{21}(i)$, α , λ и δ). Кроме того, унитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования с N-интервальным периодом времени (циклом). Соответственно, следующее уравнение выражает матрицу предварительного кодирования ($F[i]$) с N-интервальным периодом времени (циклом).

Математическое выражение 689

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (H4)$$

Ниже предоставляется описание примера, где уравнение (H4) используется в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования в случае, где 16QAM применяется к s1 и s2 в качестве схемы модуляции. Отметим, что хотя ниже предоставляется описание, приводя в качестве примера уравнение (H4), более точным примером является схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, где применяется одно из уравнений (#1), (#2), (#9), (#10), (#12), (#13) и (#17), которые описываются в варианте C1 осуществления. В качестве альтернативы схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования может быть схемой предварительного кодирования, заданной двумя уравнениями (279) и (280) в варианте 19 осуществления.

Во-первых, фиг. 116 иллюстрирует структурный пример периферийного оборудования блока объединения со взвешиванием (блока предварительного кодирования), который поддерживает случай, где примененной к s1 схемой модуляции является QPSK, а примененной к s2 схемой модуляции является 16QAM, и случай, где примененной к s1 схемой модуляции является 16QAM, и примененной к s2 схемой модуляции является 16QAM. На фиг. 116 элементы, которые работают аналогично фиг. 3, 6 и 107, имеют такие же ссылочные номера, и в дальнейшем их объяснение нужно пропустить.

На фиг. 116 блок 11601 переключения основополосного сигнала в качестве ввода принимает предварительно кодированный сигнал 309A(z1(t)), предварительно кодированный сигнал 309B(z2(t)) и управляющий сигнал 10700. Когда управляющий сигнал 10700 указывает "не выполнять переключение сигналов", предварительно кодированный сигнал 309A(z1(t)) выводится в качестве сигнала 11602A(z1'(t)), а предварительно кодированный сигнал 309B(z2(t)) выводится в качестве сигнала 11602B(z2'(t)).

В отличие от этого, когда управляющий сигнал 10700 указывает "выполнять переключение сигналов", блок 11601 переключения основополосного сигнала выполняет следующее:

когда момент=2k (k - целое число), выводит предварительно кодированный сигнал 309A(z1(2k)) в качестве сигнала 11602A(z1'(2k)) и выводит предварительно кодированный сигнал 309B(z2(2k)) в качестве сигнала 11602B(z2'(2k)),

когда момент=2k+1 (k - целое число), выводит предварительно кодированный сигнал 309B(z2(2k+1)) в качестве сигнала 11602A(z1'(2k+1)) и выводит предварительно кодированный сигнал 309A(z1(2k+1)) в качестве сигнала 11602B(z2'(2k+1)), и кроме того,

когда момент=2k (k - целое число), выводит предварительно кодированный сигнал 309B(z2(2k)) в качестве сигнала 11602A(z1'(2k)) и выводит предварительно кодированный сигнал 309A(z1(2k)) в качестве сигнала 11602B(z2'(2k)), и

когда момент $= 2k+1$ (k - целое число), выводит предварительно кодированный сигнал $309A(z1(2k+1))$ в качестве сигнала $11602A(z1'(2k+1))$ и выводит предварительно кодированный сигнал $309B(z2(2k+1))$ в качестве сигнала $11602B(z2'(2k+1))$.

(Хотя вышеприведенное описание предоставляет пример переключения между сигналами, переключение между сигналами, которое нужно выполнить в соответствии с настоящим вариантом осуществления, этим не ограничивается. Нужно отметить, что важность заключается в том, что переключение между сигналами выполняется, когда управляющий сигнал указывает "выполнять переключение сигналов").

Здесь следует отметить, что настоящий вариант осуществления является модификацией варианта Н1 осуществления, и кроме того, переключение сигналов, которое описано выше, выполняется только по отношению к предварительно кодированным символам. То есть переключение сигналов не выполняется по отношению к другим вставленным символам, таким как контрольные символы и символы для передачи информации, не кодированной предварительно (например, символы управляющей информации). Кроме того, хотя выше предоставляется описание случая, где схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется во временной области, настоящее изобретение этим не ограничивается. Настоящий вариант осуществления также может применяться аналогичным образом в случаях, где схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется в частотной области и в частотно-временной области. Аналогичным образом переключение сигналов может выполняться в частотной области или в частотно-временной области, даже если выше предоставляется описание, где переключение сигналов выполняется во временной области.

Затем предоставляется объяснение касательно работы каждого из блоков на фиг. 116 в случае, где 16QAM применяется для $s1$ и $s2$ в качестве схемы модуляции. Поскольку $s1(t)$ и $s2(t)$ являются основополосными сигналами (отображенными сигналами), отображенными с помощью схемы модуляции 16QAM, примененная к ним схема отображения является такой, как проиллюстрирована на фиг. 94, и g представляет уравнение (272). Блок изменения мощности (10701A) в качестве ввода принимает основополосный сигнал 307A (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции 16QAM, и управляющий сигнал (10700). Кроме того, блок изменения мощности (10701A) умножает основополосный сигнал 307A (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции 16QAM, на множитель v и выводит сигнал, полученный в результате умножения (сигнал с измененной мощностью: 10702A). Множитель v является значением для выполнения изменения мощности и устанавливается в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Блок изменения мощности (10701B) в качестве ввода принимает основополосный сигнал 307B (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции 16QAM, и управляющий сигнал (10700). Кроме того, блок изменения мощности (10701B) умножает основополосный сигнал 307B (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции 16QAM, на множитель u и выводит сигнал, полученный в результате умножения (сигнал с измененной мощностью: 10702B). Множитель u является значением для выполнения изменения мощности и устанавливается в соответствии с управляющим сигналом (10700). Здесь множители v и u удовлетворяют: $v=u=\Omega$, $v^2:u^2=1:1$. В результате такого размещения данные принимаются устройством приема с отличным качеством приема. Блок 600 объединения со взвешиванием в качестве ввода принимает сигнал 10702A с измененной мощностью (сигнал, полученный путем умножения основополосного сигнала 307A (отображенного сигнала), отображенного с помощью схемы модуляции 16QAM, на множитель v), сигнал 10702B с измененной мощностью (сигнал, полученный путем умножения основополосного сигнала 307B (отображенного сигнала), отображенного с помощью схемы модуляции 16QAM, на множитель u) и информацию 315 о схеме взвешивания. Кроме того, блок 600 объединения со взвешиванием выполняет предварительное кодирование в соответствии со схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе информации 315 о схеме взвешивания и выводит предварительно кодированный сигнал $309A(z1(t))$ и предварительно кодированный сигнал $309B(z2(t))$. Здесь, когда $F[t]$ представляет матрицу предварительного кодирования в соответствии со схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, имеет место следующее уравнение.

Математическое выражение 690

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} ve^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} \Omega & 0 \\ 0 & \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

(H5)

Когда матрица $F[t]$ предварительного кодирования, которая является матрицей предварительного

кодирования в соответствии со схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, представляется уравнением (H4), и когда 16QAM применяется в качестве схемы модуляции у s_1 и s_2 , уравнение (270) подходит в качестве значения α , как описывается в варианте 18 осуществления. Когда α представляется уравнением (270), $z_1(t)$ и $z_2(t)$ являются основоположными сигналами, соответствующими одной из 256 сигнальных точек на плоскости I-Q, как проиллюстрировано на фиг. 117. Отметим, что фиг. 117 иллюстрирует пример расположения 256 сигнальных точек, и расположение может быть повернуто по фазе расположением 256 составляющих сигнала.

Здесь, поскольку примененной к s_1 схемой модуляции является 16QAM, и примененной к s_2 схемой модуляции также является 16QAM, взвешенные и объединенные сигналы $z_1(t)$ и $z_2(t)$ передаются как 4 разряда в соответствии с 16QAM. Поэтому переносится всего 8 разрядов, как указывается 256 сигнальными точками, проиллюстрированными на фиг. 117. В таком случае, поскольку минимальное евклидово расстояние между сигнальными точками сравнительно большое, повышается качество приема данных, принятых блоком приема.

Блок 11601 переключения основоположного сигнала в качестве ввода принимает предварительно кодированный сигнал 309A($z_1(t)$), предварительно кодированный сигнал 309B($z_2(t)$) и управляющий сигнал 10700. Поскольку 16QAM применяется в качестве схемы модуляции у s_1 и s_2 , управляющий сигнал 10700 указывает "не выполнять переключение сигналов". Таким образом, предварительно кодированный сигнал 309A($z_1(t)$) выводится в качестве сигнала 11602A($z_1'(t)$), а предварительно кодированный сигнал 309B($z_2(t)$) выводится в качестве сигнала 11602B($z_2'(t)$).

Впоследствии предоставляется объяснение касательно работы каждого из блоков на фиг. 12 в случае, где QPSK применяется в качестве схемы модуляции для s_1 , а 16QAM применяется в качестве схемы модуляции для s_2 .

Здесь $s_1(t)$ является основоположным сигналом (отображенным сигналом), отображенным с помощью схемы модуляции QPSK, и примененная к нему схема отображения является такой, как проиллюстрирована на фиг. 95. Более того, h представляет уравнение (273). Кроме того, $s_2(t)$ является основоположным сигналом (отображенным сигналом), отображенным с помощью схемы модуляции 16QAM, и примененная к нему схема отображения является такой, как проиллюстрирована на фиг. 94. Более того, g представляет уравнение (272).

Блок изменения мощности (10701A) в качестве ввода принимает основоположный сигнал 307A (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции QPSK, и управляющий сигнал (10700). Кроме того, блок изменения мощности (10701A) умножает основоположный сигнал 307A (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции QPSK, на множитель v и выводит сигнал, полученный в результате умножения (сигнал с измененной мощностью: 10702A). Множитель v является значением для выполнения изменения мощности и устанавливается в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Блок изменения мощности (10701B) в качестве ввода принимает основоположный сигнал 307B (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции 16QAM, и управляющий сигнал (10700). Кроме того, блок изменения мощности (10701B) умножает основоположный сигнал 307B (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции 16QAM, на множитель u и выводит сигнал, полученный в результате умножения (сигнал с измененной мощностью: 10702B). Множитель u является значением для выполнения изменения мощности и устанавливается в соответствии с управляющим сигналом (10700). В варианте H1 осуществления предоставляется описание, что одним типовым примером является тот, где "отношение между средней мощностью QPSK и средней мощностью 16QAM устанавливается так, чтобы удовлетворять уравнению $v^2:u^2=1:5$ ". В результате такого размещения данные принимаются устройством приема с отличным качеством приема. Ниже предоставляется объяснение схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования при таком размещении. Блок 600 объединения со взвешиванием в качестве ввода принимает сигнал 10702A с измененной мощностью (сигнал, полученный путем умножения основоположного сигнала 307A (отображенного сигнала), отображенного с помощью схемы модуляции QPSK, на множитель v), сигнал 10702B с измененной мощностью (сигнал, полученный путем умножения основоположного сигнала 307B (отображенного сигнала), отображенного с помощью схемы модуляции 16QAM, на множитель u) и информацию 315 о схеме взвешивания. Кроме того, блок 600 объединения со взвешиванием выполняет предварительное кодирование в соответствии со схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе информации 315 о схеме взвешивания и выводит предварительно кодированный сигнал 309A($z_1(t)$) и предварительно кодированный сигнал 309B($z_2(t)$).

Здесь, когда $F[t]$ представляет матрицу предварительного кодирования в соответствии со схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, имеет место следующее уравнение.

Математическое выражение 691

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} v e^{j0} & 0 \\ 0 & u e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & \sqrt{5}v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (H6)$$

Когда матрица $F[t]$ предварительного кодирования, которая является матрицей предварительного кодирования в соответствии со схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, представляется уравнением (H4), и когда 16QAM применяется в качестве схемы модуляции у $s1$ и $s2$, уравнение (270) подходит в качестве значения α , как описывается в варианте 18 осуществления. Причина этого объясняется ниже.

Фиг. 118 иллюстрирует взаимосвязь между 16 сигнальными точками 16QAM и 4 сигнальными точками QPSK на плоскости I-Q, когда состояние передачи является таким, как описано выше. На фиг. 118 каждый $\circ$ указывает сигнальную точку 16QAM, тогда как каждый $\bullet$ указывает сигнальную точку QPSK. Как видно из фиг. 118, четыре сигнальные точки среди 16 сигнальных точек 16QAM совпадают с 4 сигнальными точками QPSK. При таких обстоятельствах, когда матрица $F[t]$ предварительного кодирования, которая является матрицей предварительного кодирования в соответствии со схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, представляется уравнением (H4), и когда уравнение (270) является значением α , каждый из $z1(t)$ и $z2(t)$ является основополосным сигналом, соответствующим 64 сигнальным точкам, извлеченным из 256 сигнальных точек, проиллюстрированных на фиг. 117 в случае, где примененной к $s1$ схемой модуляции является 16QAM, и примененной к $s2$ схемой модуляции является 16QAM. Отметим, что фиг. 117 иллюстрирует пример расположения 256 сигнальных точек, и расположение может быть повернутым по фазе расположением 256 составляющих сигнала.

Поскольку QPSK является схемой модуляции, примененной к $s1$, а 16QAM является схемой модуляции, примененной к $s2$, взвешенные и объединенные сигналы $z1(t)$ и $z2(t)$ соответственно передаются как 2 разряда в соответствии с QPSK и 4 разряда в соответствии с 16QAM. Поэтому переносится всего 6 разрядов, как указывается 64 сигнальными точками. Поскольку минимальное евклидово расстояние между 64 сигнальными точками, как описано выше, является сравнительно большим, повышается качество приема данных, принятых устройством приема.

Блок 11601 переключения основополосного сигнала в качестве ввода принимает предварительно кодированный сигнал 309A($z1(t)$), предварительно кодированный сигнал 309B($z2(t)$) и управляющий сигнал 10700. Поскольку QPSK является схемой модуляции для $s1$, а 16QAM является схемой модуляции для $s2$, и соответственно управляющий сигнал 10700 указывает "выполнять переключение сигналов", блок 11601 переключения основополосного сигнала выполняет, например, следующее:

когда момент=2k (k - целое число), выводит предварительно кодированный сигнал 309A($z1(2k)$) в качестве сигнала 11602A($z1'(2k)$) и выводит предварительно кодированный сигнал 309B($z2(2k)$) в качестве сигнала 11602B($z2'(2k)$),

когда момент=2k+1 (k - целое число), выводит предварительно кодированный сигнал 309B($z2(2k+1)$) в качестве сигнала 11602A($z1'(2k+1)$) и выводит предварительно кодированный сигнал 309A($z1(2k+1)$) в качестве сигнала 11602B($z2'(2k+1)$), и кроме того,

когда момент=2k (k - целое число), выводит предварительно кодированный сигнал 309B($z2(2k)$) в качестве сигнала 11602A($z1'(2k)$) и выводит предварительно кодированный сигнал 309A($z1(2k)$) в качестве сигнала 11602B($z2'(2k)$), и

когда момент=2k+1 (k - целое число), выводит предварительно кодированный сигнал 309A($z1(2k+1)$) в качестве сигнала 11602A($z1'(2k+1)$) и выводит предварительно кодированный сигнал 309B($z2(2k+1)$) в качестве сигнала 11602B($z2'(2k+1)$).

Отметим, что выше приводится описание, что переключение сигналов выполняется, когда QPSK является схемой модуляции, примененной к $s1$, а 16QAM является схемой модуляции, примененной к $s2$. В результате такого размещения реализуется сокращение PAPR, и кроме того, сдерживается энергопотребление блока передачи, как описано в варианте F1 осуществления. Однако, когда не нужно учитывать энергопотребление устройства передачи, можно сделать такое размещение, что переключение сигналов не выполняется, аналогично случаю, где 16QAM применяется в качестве схемы модуляции для $s1$ и $s2$.

Более того, выше предоставлено описание случая, где QPSK является схемой модуляции, примененной к $s1$, а 16QAM является схемой модуляции, примененной к $s2$, и кроме того, выполняется условие $v^2:u^2=1:5$, поскольку такой случай рассматривается как типовой. Однако существует случай, где реализуется отличное качество приема, когда (i) схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда QPSK является примененной к $s1$

схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, и (ii) схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда 16QAM является примененной к s1 схемой модуляции, и 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, считаются одинаковыми при условии $v^2 < u^2$. Таким образом, условие, которому должны удовлетворять значения v и u , не ограничивается $v^2:u^2=1:5$.

Считая, что (i) схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда QPSK является примененной к s1 схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, и (ii) схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда 16QAM является примененной к s1 схемой модуляции, и 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, являются одинаковыми, как объяснялось выше, реализуется сокращение размера схемы. Кроме того, в таком случае устройство приема выполняет демодуляцию в соответствии с уравнениями (H5) и (H6) и схемой переключения между сигналами, и поскольку сигнальные точки совпадают, как объяснялось выше, возможно совместное использование одного арифметического блока, вычисляющего возможные сигнальные точки приема, и соответственно можно провести сокращение размера схемы устройства приема еще больше.

Отметим, что хотя в настоящем изобретении предоставлено описание, приводящее уравнение (H4) в качестве примера схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования этим не ограничивается.

Существенные особенности настоящего изобретения являются такими, как описано ниже.

Когда поддерживается случай, где QPSK является примененной к s1 схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, и случай, где 16QAM является схемой модуляции, примененной для s1 и s2, одинаковая схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется в обоих случаях.

Условие $v^2=u^2$ имеет место, когда 16QAM является схемой модуляции, примененной для s1 и s2, а условие $v^2 < u^2$ имеет место, когда QPSK является примененной к s1 схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции.

Кроме того, типовые примеры, где реализуется отличное качество приема в устройстве приема, описываются ниже.

Пример 1. Должны выполняться два следующих условия:

условие $v^2=u^2$ имеет место, когда 16QAM является схемой модуляции, примененной для s1 и s2, а условие $v^2:u^2=1:5$ имеет место, когда QPSK является примененной к s1 схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, и одинаковая схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется в обоих случаях, где 16QAM является схемой модуляции, примененной для s1 и s2, и QPSK является примененной к s1 схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции.

Пример 2. Должны выполняться два следующих условия:

условие $v^2=u^2$ имеет место, когда 16QAM является схемой модуляции, примененной для s1 и s2, а условие $v^2 < u^2$ имеет место, когда QPSK является примененной к s1 схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, и когда поддерживается случай, где QPSK является примененной к s1 схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, и случай, где 16QAM является схемой модуляции, примененной для s1 и s2, одинаковая схема предварительного кодирования, представленная уравнением (H4), для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется в обоих случаях. Отметим, что хотя выше предоставлено описание, приводя в качестве примера случай, где схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования представляется уравнением (H4), схема предварительного кодирования может быть схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, применяющей одно из уравнений (#1), (#2), (#9), (#10), (#12), (#13) и (#17), которые описываются в варианте C1 осуществления. В качестве альтернативы схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования может быть схемой предварительного кодирования, заданной двумя уравнениями (279) и (280), описанными в варианте 19 осуществления (подробное описание предоставляется в вариантах 9, 10, 18, 19 осуществления и т.д.)

Пример 3. Должны выполняться два следующих условия:

условие $v^2=u^2$ имеет место, когда 16QAM является схемой модуляции, примененной для s1 и s2, а условие $v^2 < u^2$ имеет место, когда QPSK является примененной к s1 схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, и когда поддерживается случай, где QPSK является примененной к s1 схемой модуляции, а 16QAM является примененной к s2 схемой модуляции, и случай, где 16QAM является схемой модуляции, примененной для s1 и s2, одинаковая схема предварительного кодирования, представленная уравнением (H4), для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется в обоих случаях, и уравнение (270) является значением α . Отме-

тим, что хотя выше предоставлено описание, приводя в качестве примера случай, где схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования представляется уравнением (Н4), схема предварительного кодирования может быть схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, применяющей одно из уравнений (#1), (#2), (#9), (#10), (#12), (#13) и (#17), которые описываются в варианте С1 осуществления. В качестве альтернативы схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования может быть схемой предварительного кодирования, заданной двумя уравнениями (279) и (280), описанными в варианте 19 осуществления (подробное описание предоставляется в вариантах 9, 10, 18, 19 осуществления и т.д.). В любом случае предпочтительно, чтобы уравнение (270) было значением α .

Пример 4. Должны выполняться два следующих условия:

условие $v^2 = u^2$ имеет место, когда 16QAM является схемой модуляции, примененной для $s1$ и $s2$, а условие $v^2 : u^2 = 1:5$ имеет место, когда QPSK является примененной к $s1$ схемой модуляции, а 16QAM является примененной к $s2$ схемой модуляции, и когда поддерживается случай, где QPSK является примененной к $s1$ схемой модуляции, а 16QAM является примененной к $s2$ схемой модуляции, и случай, где 16QAM является схемой модуляции, примененной для $s1$ и $s2$, одинаковая схема предварительного кодирования, представленная уравнением (Н4), для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется в обоих случаях, и уравнение (270) является значением α . Отметим, что хотя выше предоставлено описание, приводя в качестве примера случай, где схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования представляется уравнением (Н4), схема предварительного кодирования может быть схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, применяющей одно из уравнений (#1), (#2), (#9), (#10), (#12), (#13) и (#17), которые описываются в варианте С1 осуществления. В качестве альтернативы схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования может быть схемой предварительного кодирования, заданной двумя уравнениями (279) и (280), описанными в варианте 19 осуществления (подробное описание предоставляется в вариантах 9, 10, 18, 19 осуществления и т.д.). В любом случае предпочтительно, чтобы уравнение (270) было значением α .

Отметим, что хотя настоящий Вариант осуществления описан с помощью примера, где схемами модуляции являются QPSK и 16QAM, настоящий Вариант осуществления не ограничивается этим примером. Объем настоящего Варианта осуществления можно расширить, как описано ниже. Рассмотрим схему А модуляции и схему В модуляции. Пусть a будет количеством сигнальных точек на плоскости I-Q в схеме А модуляции, и пусть b будет количеством сигнальных точек на плоскости I-Q в схеме В модуляции, где $a < b$. Тогда существенные моменты настоящего изобретения описываются следующим образом.

Должны выполняться два следующих условия.

Если поддерживается случай, где схемой модуляции у $s1$ является схема А модуляции, а схемой модуляции у $s2$ является схема В модуляции, и случай, где схемой модуляции у $s1$ является схема В модуляции, и схемой модуляции у $s2$ является схема В модуляции, то одинаковая схема предварительного кодирования используется совместно в обоих случаях для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Когда схемой модуляции у $s1$ является схема В модуляции, и схемой модуляции у $s2$ является схема В модуляции, выполняется условие $v^2 = u^2$, и когда схемой модуляции у $s1$ является схема А модуляции, а схемой модуляции у $s2$ является схема В модуляции, выполняется условие $v^2 < u^2$.

Здесь при желании может выполняться переключение основополосного сигнала, как описано со ссылкой на фиг. 116. Однако, когда схемой модуляции у $s1$ является схема А модуляции, а схемой модуляции у $s2$ является схема В модуляции, предпочтительно выполнять вышеописанное переключение основополосного сигнала с учетом влияния PAPR.

В качестве альтернативы должны выполняться два следующих условия.

Если поддерживается случай, где схемой модуляции у $s1$ является схема А модуляции, а схемой модуляции у $s2$ является схема В модуляции, и случай, где схемой модуляции у $s1$ является схема В модуляции, и схемой модуляции у $s2$ является схема В модуляции, то одинаковая схема предварительного кодирования используется совместно в обоих случаях для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, и схема предварительного кодирования представляется Уравнением Н4. Отметим, что хотя в настоящем Варианте осуществления приводится описание случая, где схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования представляется Уравнением Н4, также может применяться схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, использующая любое из Уравнений #1, #2, #9, #10, #12, #13 и #17. Также может применяться схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, заданная Уравнениями 279 и 280, которые описаны в Варианте 19 осуществления (подробности показаны в Вариантах 9,

10, 18 и 19 осуществления).

Когда схемой модуляции у s1 является схема В модуляции, и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, выполняется условие $\theta=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, выполняется условие $v^2<u^2$.

Здесь при желании может выполняться переключение основополосного сигнала, как описано со ссылкой на фиг. 116. Однако, когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, предпочтительно выполнять вышеописанное переключение основополосного сигнала с учетом влияния PAPR.

Типовым набором из схемы А модуляции и схемы В модуляции (схема А модуляции, схема В модуляции) является один из (QPSK, 16QAM), (16QAM, 64QAM), (64QAM, 128QAM) и (64QAM, 256QAM).

В настоящем варианте осуществления приводится описание случая, где матрицы предварительного кодирования в качестве примера переключаются во временной области. Однако, аналогично описанию других Вариантов осуществления, можно аналогичным образом реализовать случай, где используется схема передачи с несколькими несущими, например OFDM, и случай, где матрицы предварительного кодирования переключаются во временной области. В таких случаях t, которое используется в настоящем Варианте осуществления, заменяется f (частота ((под)несущая)). Кроме того, можно аналогичным образом реализовать случай, где матрицы предварительного кодирования переключаются в частотно-временной области. Отметим, что в настоящем Варианте осуществления схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничивается схемой предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, как описано в настоящем описании изобретения.

Кроме того, в любом из двух шаблонов задания схемы модуляции в соответствии с настоящим Вариантом осуществления устройство приема выполняет демодуляцию и обнаружение с использованием схемы приема, описанной в Варианте F1 осуществления.

Вариант H3 осуществления.

В настоящем варианте осуществления иная схема, чем в Варианте H2 осуществления, описывается в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая допускает сокращение размера схемы, когда вещательная система (или система связи) поддерживает случай, где схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, и случай, где схемой модуляции у s1 является 16QAM, и схемой модуляции у s2 является 16QAM.

Во-первых, приводится описание схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM, и схемой модуляции у s2 является 16QAM.

В качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM, и схемой модуляции у s2 является 16QAM, применяется схема предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, как описано в Вариантах 8 и 18 осуществления. Соответственно, в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования матрицы F[i] предварительного кодирования за период (цикл) из N временных интервалов представляются следующим образом.

Математическое выражение 692

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (H7)$$

Здесь $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. Отметим, что $\theta_{11}(i)$, θ_{21} , α , λ , δ являются такими же, как описаны в Вариантах 8 и 18 осуществления (в качестве одного предпочтительного примера выполняются требования к $\theta_{11}(i)$, θ_{21} , α , λ , δ , описанные в Вариантах 8 и 18 осуществления). Также унитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования для периода (цикла) из N временных интервалов. Соответственно, матрицы F[i] предварительного кодирования для периода (цикла) из N временных интервалов представляются следующим Уравнением ($i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$). Математическое выражение 693

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (H8)$$

Фиг. 108 и 112 показывают структуру взвешивающего блока (блока предварительного кодирования) и его окружения, если в настоящем варианте осуществления поддерживается случай, где схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, и случай, где схемой модуляции у s1 является 16QAM, и схемой модуляции у s2 является 16QAM (отметим, что операции из фиг. 108 и 112

описаны в других Вариантах осуществления).

Приводится описание $s_1(t)$ и $s_2(t)$, когда схемой модуляции у s_1 является 16QAM, и схемой модуляции у s_2 является 16QAM.

Поскольку $s_1(t)$ и $s_2(t)$ являются основополосными сигналами (отображенными сигналами) в схеме модуляции 16QAM, схема отображения показана на фиг. 94, и g представляется Уравнением 272.

Далее описываются операции компонентов, показанных на фиг. 108 и 112.

Блок изменения мощности (10701A) в качестве входных данных принимает основополосный сигнал 307A (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции 16QAM, и управляющий сигнал (10700), и выводит сигнал (сигнал, получающийся в результате изменения мощности: 10702A), полученный путем умножения на v основополосного сигнала 307A (отображенного сигнала), отображенного в соответствии со схемой модуляции 16QAM, где v обозначает значение для выполнения изменения мощности и устанавливается в соответствии с управляющим сигналом (10700).

Блок изменения мощности (10701B) в качестве входных данных принимает основополосный сигнал 307B (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции 16QAM, и управляющий сигнал (10700), и выводит сигнал (сигнал с измененной мощностью: 10702B), полученный путем умножения на u основополосного сигнала 307B (отображенного сигнала), отображенного в соответствии со схемой модуляции 16QAM, где u обозначает значение для выполнения изменения мощности и устанавливается в соответствии с управляющим сигналом (10700).

В этом случае $v=u=\Omega$, и $v^2:u^2=1:1$. В результате повышается качество приема данных, принятых устройством приема.

Взвешивающий блок 600 принимает сигнал 10702A, получающийся в результате изменения мощности (сигнал, полученный путем умножения на v основополосного сигнала 307A (отображенного сигнала), отображенного в соответствии со схемой модуляции 16QAM), сигнал 10702B, получающийся в результате изменения мощности (сигнал, полученный путем умножения на u основополосного сигнала 307B (отображенного сигнала), отображенного в соответствии со схемой модуляции 16QAM), и информацию 315 о схеме взвешивания, и на основе информации 315 о схеме взвешивания выполняет предварительное кодирование на основе схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, и выводит сигнал 309A ($z_1(t)$) и сигнал 309B ($z_2(t)$), получающиеся в результате предварительного кодирования. Здесь пусть $F[t]$ будут матрицами предварительного кодирования в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, тогда имеет место следующее Уравнение.

Математическое выражение 694

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} v e^{j\theta} & 0 \\ 0 & u e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} \Omega & 0 \\ 0 & \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

(H9)

Если схемой модуляции у s_1 является 16QAM и схемой модуляции у s_2 является 16QAM, и матрицы $F[t]$ предварительного кодирования представляются Уравнением H8, когда применяется схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, как показано в Варианте 18 осуществления, то Уравнение 270 является подходящим значением в качестве α . Как показано на фиг. 117, когда α представляется Уравнением 270, каждый из $z_1(t)$ и $z_2(t)$ является основополосным сигналом, соответствующим одной из 256 сигнальных точек на плоскости I-Q. Отметим, что фиг. 117 показывает только один пример, и можно представить другое размещение 256 сигнальных точек, в котором фаза поворачивается около начала координат.

Поскольку схемой модуляции у s_1 является 16QAM и схемой модуляции у s_2 является 16QAM, и поскольку передается всего 8 разрядов (16QAM: 4 разряда и 16QAM: 4 разряда) у каждого из $z_1(t)$ и $z_2(t)$, получающихся в результате взвешивания, имеется 256 сигнальных точек, как показано на фиг. 117. Поскольку минимальное евклидово расстояние между сигнальными точками большое, повышается качество приема данных, принятых устройством приема.

Далее приводится описание $s_1(t)$ и $s_2(t)$ в случае, где схемой модуляции у s_1 является QPSK, а схемой модуляции у s_2 является 16QAM.

Отметим, что $s_1(t)$ является основополосным сигналом (отображенным сигналом) в соответствии со схемой модуляции QPSK, схема отображения показана на фиг. 95, и h представляется Уравнением 273. Поскольку $s_2(t)$ является основополосным сигналом (отображенным сигналом) в соответствии со схемой модуляции 16QAM, схема отображения показана на фиг. 94, и g представляется Уравнением 272.

Далее описываются операции компонентов, показанных на фиг. 108 и 112. Блок изменения мощности (10701A) в качестве входных данных принимает основополосный сигнал 307A (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции QPSK, и управляющий сигнал (10700) и выво-

дит сигнал (сигнал, получающийся в результате изменения мощности: 10702A), полученный путем умножения на v основополосного сигнала 307A (отображенного сигнала), отображенного в соответствии со схемой модуляции QPSK, где v обозначает значение для выполнения изменения мощности и устанавливается в соответствии с управляющим сигналом (10700). Блок изменения мощности (10701B) в качестве входных данных принимает основополосный сигнал 307B (отображенный сигнал), отображенный в соответствии со схемой модуляции 16QAM, и управляющий сигнал (10700) и выводит сигнал (сигнал, получающийся в результате изменения мощности: 10702B), полученный путем умножения на u основополосного сигнала 307B (отображенного сигнала), отображенного в соответствии со схемой модуляции 16QAM, где u обозначает значение для выполнения изменения мощности и устанавливается в соответствии с управляющим сигналом (10700). Здесь, как описано в Варианте Н1 осуществления, одним предпочтительным примером является тот, когда "отношение между средней мощностью QPSK и средней мощностью 16QAM равно $v^2:u^2=1:5$ (в результате повышается качество приема данных, принятых устройством приема). Нижеследующее описывает схему предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

В качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, так что схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, добавляются следующие N матриц предварительного кодирования в дополнение к N матрицам предварительного кодирования из Уравнения Н8, используемым, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM. Таким образом, формулируется схема для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с 2N временными интервалами.

Математическое выражение 695

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (H10)$$

В этом случае $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (в качестве одного предпочтительного примера выполняются требования к $\theta_{11}(i), \theta_{21}, \alpha, \lambda$, и δ , описанные в Вариантах 10 и 19 осуществления).

Как уже упоминалось, матрицы предварительного кодирования для схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с 2N временными интервалами, когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, представляются Уравнениями Н8 и 10. Уравнение Н8 представляет матрицы предварительного кодирования для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM. Соответственно, матрицы предварительного кодирования для схемы предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, могут использоваться в схеме предварительного кодирования, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM.

Взвешивающий блок 600 принимает сигнал 10702A, получающийся в результате изменения мощности (сигнал, полученный путем умножения на v основополосного сигнала 307A (отображенного сигнала), отображенного в соответствии со схемой модуляции QPSK), сигнал 10702A, получающийся в результате изменения мощности (сигнал, полученный путем умножения на u основополосного сигнала 307A (отображенного сигнала), отображенного в соответствии со схемой модуляции), и информацию 315 о схеме взвешивания, и в соответствии с информацией 315 о схеме взвешивания выполняет предварительное кодирование на основе схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования и выводит сигнал 309A ($z1(t)$), получающийся в результате предварительного кодирования, и сигнал 309B ($z2(t)$), получающийся в результате предварительного кодирования. Здесь пусть $F[t]$ будут матрицами предварительного кодирования в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, тогда имеет место следующее Уравнение.

Математическое выражение 696

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} ve^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & \sqrt{5}v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (H11)$$

В случае, где матрицы $F[t]$ предварительного кодирования представляются Уравнениями Н8 и 10, если применяется схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у $s1$ является QPSK, а схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, как описано в Варианте 18 осуществления, то Уравнение 270 является подходящим значением в качестве α аналогично случаю, где схемой модуляции у $s1$ является 16QAM и схемой модуляции у $s2$ является 16QAM. Причина описывается ниже.

Фиг. 118 показывает отношение размещения у 16 сигнальных точек 16QAM и 4 сигнальных точек QPSK на плоскости I-Q, когда состояние передачи является таким, как описано выше. На фиг. 118 каждый $\circ$ указывает сигнальную точку 16QAM, и каждый $\bullet$ указывает сигнальную точку QPSK. Как видно из фиг. 118, 4 сигнальные точки среди 16 сигнальных точек 16QAM совпадают с 4 сигнальными точками QPSK. При таких обстоятельствах, когда матрицы $F[t]$ предварительного кодирования в схеме предварительного кодирования, примененной для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, представляются Уравнениями Н8 и 10, и когда Уравнение 270 является α , каждый из $z1(t)$ и $z2(t)$ является основополосным сигналом, соответствующим 64 сигнальным точкам, извлеченным из 256 сигнальных точек, проиллюстрированных на фиг. 117 в случае, где схемой модуляции у $s1$ является 16QAM и схемой модуляции у $s2$ является 16QAM. Отметим, что фиг. 117 показывает только один пример, и можно представить другое размещение 256 сигнальных точек, в котором фаза поворачивается около начала координат.

Поскольку схемой модуляции у $s1$ является QPSK, а схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, и передается всего 6 разрядов (QPSK: 2 разряда и 16QAM: 4 разряда) у каждого из $z1(t)$ и $z2(t)$, получающихся в результате взвешивания, имеется 64 сигнальные точки, как показано выше. Поскольку минимальное евклидово расстояние между этими 64 сигнальными точками большое, повышается качество приема данных, принятых устройством приема.

Отметим, что выше описание случая, где $v^2:u^2=1:5$, когда схемой модуляции у $s1$ является QPSK, а схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, приводится только в качестве примера, потому что этот случай является предпочтительным. Однако, даже если при условии $v^2 < u^2$ Уравнения Н8 и 10 используются в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у $s1$ является QPSK, а схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, а Уравнение Н8 используется в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у $s1$ является 16QAM и схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, качество приема можно было бы повысить в обоих случаях. Соответственно, настоящий Вариант осуществления не ограничивается случаем, где $v^2:u^2=1:5$.

Как упомянуто в Варианте F1 осуществления, в случае, где вышеприведенная схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования используется, когда схемой модуляции у $s1$ является QPSK, а схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, $v^2 < u^2$. Здесь средняя мощность (значение) у $z1(t)$ и средняя мощность (значение) у $z2(t)$ равны друг другу, и снижается PAPR, посредством чего энергопотребление у устройства передачи данных также снижается.

Кроме того, в результате совместного использования части матриц в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у $s1$ является QPSK, а схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, и в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у $s1$ является 16QAM и схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, уменьшается размер схемы устройства передачи. Кроме того, в таком случае устройство приема выполняет демодуляцию на основе Уравнений Н8 и/или Н10 наряду с совместным использованием сигнальных точек, как упоминалось выше. Соответственно, возможно совместное использование вычислительного блока, ищущего возможные сигнальные точки приема, что дает полезный результат в том, что уменьшается размер схемы устройства приема.

Отметим, что хотя в настоящем Варианте осуществления приведено описание, приводящее Уравнения Н8 и/или Н10 в качестве примера схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничивается этим примером.

Существенные моменты настоящего изобретения описываются следующим образом.

Если поддерживается случай, где схемой модуляции у $s1$ является QPSK, а схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, и случай, где схемой модуляции у $s1$ является 16QAM и схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, то часть матриц совместно используется в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у $s1$ является QPSK, а схемой модуляции у $s2$ является 16QAM, и в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у $s1$ является 16QAM и схемой модуляции у $s2$ является 16QAM.

s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM.

Когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2 < u^2$.

Кроме того, типовые примеры, где реализуется отличное качество приема в устройстве приема, описываются ниже.

Пример 1. Должны выполняться два следующих условия:

когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2:u^2=1:5$. Если поддерживается случай, где схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, и случай, где схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, то часть матриц совместно используется в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, и в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM.

Пример 2. Должны выполняться два следующих условия:

когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2 < u^2$.

В качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, используются Уравнения Н8 и 10, а в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, используется Уравнение Н8.

Пример 3. Должны выполняться два следующих условия:

когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2:u^2=1:5$.

В качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, используются Уравнения Н8 и 10, а в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, используется Уравнение Н8.

Пример 4. Должны выполняться два следующих условия:

когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2 < u^2$.

В качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, используются Уравнения Н8 и 10, а в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, используется Уравнение Н8. Кроме того, а в Уравнениях Н8 и 10 представляется Уравнением 270.

Пример 5. Должны выполняться два следующих условия:

когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, выполняется условие $v^2:u^2=1:5$.

В качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является QPSK, а схемой модуляции у s2 является 16QAM, используются Уравнения Н8 и 10, а в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является 16QAM и схемой модуляции у s2 является 16QAM, используется Уравнение Н8. Кроме того, а в Уравнениях Н8 и 10 представляется Уравнением 270.

Отметим, что хотя в настоящем варианте осуществления приводится описание с примерами QPSK и 16QAM в качестве схемы модуляции, настоящее изобретение не ограничивается теми примерами. Объем настоящего Варианта осуществления можно расширить, как описано ниже. Рассмотрим схему А модуляции и схему В модуляции. Пусть а будет количеством сигнальных точек на плоскости I-Q в схеме А модуляции, и пусть b будет количеством сигнальных точек на плоскости I-Q в схеме В модуляции, где $a < b$. Тогда существенные моменты настоящего изобретения описываются следующим образом.

Должны выполняться два следующих условия.

Если поддерживается случай, где схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, и случай, где схемой модуляции у s1 является схема В модуляции и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, то часть матриц предварительного кодирования используется совместно в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, и в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема В модуляции и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции.

Когда схемой модуляции у s1 является схема В модуляции, и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, выполняется условие $v^2=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, выполняется условие $v^2<u^2$.

В качестве альтернативы должны выполняться два следующих условия.

В качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, используются Уравнения Н8 и 10, а в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема В модуляции и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, используется Уравнение Н8.

Когда схемой модуляции у s1 является схема В модуляции, и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, выполняется условие $v^2=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, выполняется условие $v^2<u^2$.

Типовым набором из схемы А модуляции и схемы В модуляции (схема А модуляции, схема В модуляции) является один из (QPSK, 16QAM), (16QAM, 64QAM), (64QAM, 128QAM) и (64QAM, 256QAM).

Между тем, если в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования следующие условия выполняются без совместного использования матриц предварительного кодирования, то качество приема данных, принятых устройством приема, может стать еще выше, хотя и не отдается приоритет уменьшению размера схемы в устройствах передачи и приема.

В качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, используются Уравнения Н8 и 10, а в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема В модуляции и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, используется Уравнение Н8. Однако отметим, что значение α у матрицы предварительного кодирования в Уравнениях Н8 и 10 в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, отличается от значения α у матрицы предварительного кодирования в Уравнении Н8 в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема В модуляции и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции.

Количество временных интервалов в периоде (цикле) равно N в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема В модуляции и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции. С другой стороны, количество временных интервалов в периоде (цикле) равно 2N в схеме предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции.

Когда схемой модуляции у s1 является схема В модуляции, и схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, выполняется условие $v^2=u^2$, и когда схемой модуляции у s1 является схема А модуляции, а схемой модуляции у s2 является схема В модуляции, выполняется условие $v^2<u^2$.

Типовым набором из схемы А модуляции и схемы В модуляции (схема А модуляции, схема В модуляции) является один из (QPSK, 16QAM), (16QAM, 64QAM), (64QAM, 128QAM) и (64QAM, 256QAM).

В настоящем варианте осуществления приводится описание случая, где матрицы предварительного кодирования в качестве примера переключаются во временной области. Однако, как приведено описание в других Вариантах осуществления, можно аналогичным образом реализовать случай, где используется схема передачи с несколькими несущими, например OFDM, и случай, где матрицы предварительного кодирования переключаются во временной области. В таких случаях t , которое используется в настоящем Варианте осуществления, заменяется f (частота ((под)несущая)). Кроме того, можно аналогичным образом реализовать случай, где матрицы предварительного кодирования переключаются в частотно-

временной области. Отметим, что в настоящем Варианте осуществления схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничивается схемой предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которая описана в настоящем описании изобретения.

Кроме того, в любом из двух шаблонов задания схемы модуляции в соответствии с настоящим Вариантом осуществления устройство приема выполняет демодуляцию и обнаружение с использованием схемы приема, описанной в Варианте F1 осуществления.

О циклической квадратурной задержке.

Приводится описание применения Циклической квадратурной задержки, описанной в настоящем описании изобретения. Непатентная литература 10 предоставляет обзор Циклической квадратурной задержки. Нижеследующее описывает характерные примеры формирования s_1 и s_2 , когда используется Циклическая квадратурная задержка.

Фиг. 119 показывает один пример размещения сигнальных точек на плоскости синфазных составляющих I - квадратурных составляющих Q. Пусть входными разрядами будут b_0, b_1, b_2, b_3 . Тогда $b_0 b_1 b_2 b_3$ является одним из значений от 0000 до 1111. Например, когда $b_0 b_1 b_2 b_3$ представляется в виде 0000, выбирается сигнальная точка 11901, проиллюстрированная на фиг. 119, значение синфазной составляющей на основе 11901 устанавливается в качестве синфазной составляющей основополосного сигнала, а значение квадратурной составляющей на основе 11901 устанавливается в качестве квадратурной составляющей основополосного сигнала. Аналогичным образом, когда $b_0 b_1 b_2 b_3$ является другим значением, синфазная составляющая и квадратурная составляющая основополосного сигнала формируются таким же образом.

Фиг. 120 показывает пример структуры блока формирования сигналов для формирования модулированного сигнала $s_1(t)$ (t: время) (или $s_1(f)$, f: частота) и модулированного сигнала $s_2(t)$ (t: время) (или $s_2(f)$, f: частота) из (двоичных) данных, когда применяется Циклическая квадратурная задержка.

Блок 12002 отображения принимает данные 12001 и управляющий сигнал 12006 в качестве входных данных, и если выбирается схема модуляции на основе управляющего сигнала 12006, например 16QAM, выполняет отображение в соответствии с процедурами на фиг. 119 и выводит синфазную составляющую 12003_A и квадратурную составляющую 12203_B отображенного основополосного сигнала.

Отметим, что схема модуляции не ограничивается 16QAM, и настоящее изобретение реализуется аналогичным образом с использованием других схем модуляции.

В этом случае данные в момент 1, соответствующие b_0, b_1, b_2, b_3 на фиг. 119, представляются в виде $b_{01}, b_{11}, b_{21}, b_{31}$. На основе данных $b_{01}, b_{11}, b_{21}, b_{31}$ в момент 1 блок 12002 отображения выводит синфазную составляющую I1 и квадратурную составляющую Q1 основополосного сигнала в момент 1. Блок 12002 отображения также выводит синфазную составляющую I2, квадратурную составляющую Q2 основополосного сигнала в момент 2.

Блок 12004 хранения и переключения сигнала принимает в качестве входных данных синфазную составляющую 12003_A и квадратурную составляющую 12203_B основополосного сигнала и управляющий сигнал 12006. Затем в соответствии с управляющим сигналом 12006 блок 12004 хранения и переключения сигнала сохраняет синфазную составляющую 12003_A и квадратурную составляющую 12003_B основополосного сигнала и переключает сигналы, а затем выводит модулированный сигнал $s_1(t)$ (12005_A) и модулированный сигнал $s_2(t)$ (12005_B). Отметим, что схема для формирования модулированных сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ подробно описывается ниже.

Как описано в описании изобретения, схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется по отношению к модулированным сигналам $s_1(t)$ и $s_2(t)$. В этом случае, как упоминалось в описании изобретения, обработка сигналов, например, изменение фазы, изменение мощности и переключение сигнала, может выполняться на любом этапе. Модулированные сигналы $g_1(t)$ и $g_2(t)$, которые получаются путем применения схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования по отношению к модулированным сигналам $s_1(t)$ и $s_2(t)$, передаются в одинаковое (совместно используемое/общее) время на одинаковой частоте.

Между тем, хотя вышеприведенное описание дается с использованием временной области t, когда используется схема передачи с несколькими несущими, например OFDM, $s_1(t)$ и $s_2(t)$ можно рассматривать как $s_1(f)$ и $s_2(f)$ (f: (под)несущая). Модулированные сигналы $g_1(f)$ и $g_2(f)$, которые получаются путем применения схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования по отношению к модулированным сигналам $s_1(t)$ и $s_2(t)$, передаются в одинаковое (совместно используемое/общее) время (отметим, что $g_1(f)$ и $g_2(f)$ конечно же являются сигналами на одинаковой частоте). Кроме того, как показано в настоящем описании изобретения, $s_1(t)$ и $s_2(t)$ можно рассматривать как $s_1(t, f)$ и $s_2(t, f)$.

Далее приводится описание схемы для формирования модулированных сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$. Фиг. 121 является первым примером схемы формирования $s_1(t)$ и $s_2(t)$, когда используется Циклическая квадратурная задержка.

На фиг. 121 часть (а) показывает синфазные составляющие и квадратурные составляющие основоположных сигналов, полученных блоком 12002 отображения из фиг. 120. Как показано на фиг. 121(а) и как описан блок 12002 отображения из фиг. 120, блок 12002 отображения выводит синфазные составляющие и квадратурные составляющие основоположных сигналов в порядке от синфазной составляющей I1 и квадратурной составляющей Q1 основоположного сигнала в момент 1, синфазной составляющей I2 и квадратурной составляющей Q2 основоположного сигнала в момент 2, синфазной составляющей I3 и квадратурной составляющей Q3 основоположного сигнала в момент 3, ...

На фиг. 121 часть (b) показывает типовые наборы синфазных и квадратурных составляющих основоположных сигналов, когда блок 12004 хранения и переключения сигнала из фиг. 120 выполняет переключение сигнала. На фиг. 121 (b) образуются набор из момента 1 и момента 2, набор из момента 3 и момента 4 и набор из момента 5 и момента 6. Другими словами, образуется множество наборов из момента $2i+1$ и момента $2i+2$ (i - целое число, больше либо равное нулю). В каждом наборе, например в момент 1 и в момент 2, переключаются квадратурные составляющие основоположных сигналов.

Что касается синфазных составляющих основоположных сигналов, то переключение сигнала не выполняется, и соответственно синфазной составляющей основоположного сигнала в момент 1 является I1, синфазной составляющей основоположного сигнала в момент 2 является I2, синфазной составляющей основоположного сигнала в момент 3 является I3, ...

С другой стороны, что касается квадратурных составляющих основоположных сигналов, то переключение сигнала выполняется в каждом наборе, и соответственно квадратурной составляющей основоположного сигнала в момент 1 является Q2, квадратурной составляющей основоположного сигнала в момент 2 является Q1, квадратурной составляющей основоположного сигнала в момент 3 является Q4, квадратурной составляющей основоположного сигнала в момент 4 является Q3, ...

На фиг. 121 часть (c) показывает один пример структуры модулированных сигналов $s1(t)$ и $s2(t)$ перед предварительным кодированием, когда применяется схема предварительного

кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Например, как показано на фиг. 121(c), основоположные сигналы, сформированные как на фиг. 121(b), поочередно распределяются $s1(t)$ и $s2(t)$. Соответственно, первым временным интервалом у $s1(t)$ является (I1, Q2), а первым временным интервалом у $s2(t)$ является (I2, Q1). Вторым временным интервалом у $s1(t)$ является (I3, Q4), вторым временным интервалом у $s2(t)$ является (I4, Q3), ...

Хотя пример временной области иллюстрируется на фиг. 121, настоящий вариант осуществления может быть реализован аналогичным образом в частотной области (как описано выше). В этом случае описываются $s1(f)$ и $s2(f)$.

Предварительное кодирование выполняется в соответствии со схемой предварительного кодирования с постоянным переключением схем предварительного кодирования по отношению к $s1(t)$ N-го временного интервала и $s2(t)$ N-го временного интервала, и получаются сигналы $g1(t)$ и $g2(t)$, получающиеся в результате предварительного кодирования N-го временного интервала. Вышеупомянутый момент описан в настоящем описании изобретения. Фиг. 122 показывает схему структурирования для получения $s1(t)$ и $s2(t)$ N-го временного интервала, проиллюстрированного на фиг. 121, причем схема отличается от фиг. 120. Блок 12202 отображения в качестве входных данных принимает данные 12201 и управляющий сигнал 12204 и выполняет отображение в соответствии со схемой модуляции на основе управляющего сигнала 12204, например, отображение, которое учитывает переключение на фиг. 121, чтобы сформировать отображенный сигнал (синфазную составляющую и квадратурную составляющую основоположного сигнала). На основе отображенного сигнала блок 12202 отображения также формирует модулированный сигнал $s1(t)$ (12203_A) и модулированный сигнал $s2(t)$ (12203_B) и выводит сформированный модулированный сигнал $s1(t)$ (12203_A) и сформированный модулированный сигнал $s2(t)$ (12203_B). Отметим, что модулированный сигнал $s1(t)$ (12203_A) идентичен модулированному сигналу 12005_A из фиг. 120, а модулированный сигнал $s2(t)$ (12203_B) идентичен модулированному сигналу 12005_B из фиг. 120 и показан на фиг. 121(c). Соответственно, первым временным интервалом модулированного сигнала $s1(t)$ (12203_A) является (I1, Q2), первым временным интервалом модулированного сигнала $s2(t)$ (12203_B) является (I2, Q1), вторым временным интервалом модулированного сигнала $s1(t)$ (12203_A) является (I3, Q4), вторым временным интервалом модулированного сигнала $s2(t)$ (12203_B) является (I4, Q3), ... К тому же приводится описание схемы для формирования первого временного интервала (I1, Q2) модулированного сигнала $s1(t)$ (12203_A) и первого временного интервала (I2, Q1) модулированного сигнала $s2(t)$ (12203_B).

На фиг. 122 данные представляются в качестве 12201. Здесь пусть данными в момент 1 будут $b01$, $b11$, $b21$, $b31$, и пусть данными в момент 2 будут $b02$, $b12$, $b22$, $b32$. Блок 12202 отображения из фиг. 122 формирует вышеописанные I1, Q1, I2, Q2 из $b01$, $b11$, $b21$, $b31$ и $b02$, $b12$, $b22$, $b32$. Затем из I1, Q1, I2, Q2 блок 12202 отображения из фиг. 122 может сформировать модулированные сигналы $s1(t)$ и $s2(t)$.

Фиг. 123 показывает схему структурирования для получения $s1(t)$ и $s2(t)$ N-го временного интервала, проиллюстрированного на фиг. 121, причем схема отличается от фиг. 120 и 122. Блок 12301_A отображения в качестве входных данных принимает данные 12201 и управляющий сигнал 12204 и выполняет отображение в соответствии со схемой модуляции на основе управляющего сигнала 12204, например,

отображение, которое учитывает переключение на фиг. 121, чтобы сформировать отображенный сигнал (синфазную составляющую и квадратурную составляющую основополосного сигнала). На основе отображенного сигнала блок 12301_А отображения также формирует модулированный сигнал $s1(t)$ (12203_А) и выводит сформированный модулированный сигнал $s1(t)$ (12203_А). Блок 12301_В отображения в качестве входных данных принимает данные 12201 и управляющий сигнал 12204 и выполняет отображение в соответствии со схемой модуляции на основе управляющего сигнала 12204, например, отображение, которое учитывает переключение на фиг. 121, чтобы сформировать отображенный сигнал (синфазную составляющую и квадратурную составляющую основополосного сигнала). На основе отображенного сигнала блок 12301_В отображения также формирует модулированный сигнал $s2(t)$ (12203_В) и выводит сформированный модулированный сигнал $s2(t)$ (12203_В).

Отметим, что данные 12201 в качестве ввода в блок 12301_А отображения и данные 12201 в качестве ввода в блок 12301_В отображения идентичны друг другу. Кроме того, модулированный сигнал $s1(t)$ (12203_А) идентичен модулированному сигналу 12005_А из фиг. 120, а модулированный сигнал $s2(t)$ (12203_В) идентичен модулированному сигналу 12005_В из фиг. 120 и показан на фиг. 121(с).

Соответственно, первым временным интервалом модулированного сигнала $s1(t)$ (1220_А) является (I1, Q2), первым временным интервалом модулированного сигнала $s2(t)$ (12203_В) является (I2, Q1), вторым временным интервалом модулированного сигнала $s1(t)$ (12203_А) является (I3, Q4), вторым временным интервалом модулированного сигнала $s2(t)$ (12203_В) является (I4, Q3), ...

К тому же приводится описание схемы для формирования первого временного интервала (I1, Q2) модулированного сигнала $s1(t)$ (12203_А) в блоке 12301_А отображения из фиг. 123. На фиг. 123 данные представляются в качестве 12201. Пусть данными в момент 1 будут $b01, b11, b21, b31$, и пусть данными в момент 2 будут $b02, b12, b22, b32$. Блок 12301_А отображения из фиг. 123 формирует вышеописанные I1, Q2 из $b01, b11, b21, b31$ и $b02, b12, b22, b32$. Затем из I1, Q2 блок 12301_А отображения из фиг. 123 может сформировать модулированный сигнал $s1(t)$.

Приводится описание схемы для формирования первого временного интервала (I2, Q1) модулированного сигнала $s2(t)$ (12203_В) в блоке 12301 В отображения из фиг. 123. На фиг. 123 данные представляются в качестве 12201. Пусть данными в момент 1 будут $b01, b11, b21, b31$, и пусть данными в момент 2 будут $b02, b12, b22, b32$. Блок 12301 В отображения из фиг. 123 формирует вышеописанные I2, Q1 из $b01, b11, b21, b31$ и $b02, b12, b22, b31$. Затем из I2, Q1 блок 12301 В отображения из фиг. 123 может сформировать $s2(t)$.

Далее, ссылаясь на фиг. 124, показан второй пример схемы для формирования $s1(t)$ и $s2(t)$ с использованием Циклической квадратурной задержки, причем схема отличается от фиг. 121. Между тем одинаковые номера ссылок используются на фиг. 124 для ссылки на одинаковые с фиг. 121 элементы (например, синфазную составляющую и квадратурную составляющую основополосного сигнала).

На фиг. 124 часть (а) показывает синфазные составляющие и квадратурные составляющие основополосных сигналов, полученных блоком 12002 отображения из фиг. 120. Фиг. 124 (а) является такой же, как фиг. 121(а), и ее объяснение здесь пропускается.

На фиг. 124 часть (b) показывает структуру синфазных составляющих и квадратурных составляющих основополосных сигналов $s1(t)$ и $s2(t)$ перед переключением сигнала. На фиг. 124(b) основополосный сигнал в момент $2i+1$ назначается $s1(t)$, а основополосный сигнал в момент $2i+2$ назначается $s2(t)$ (где i - целое число, больше либо равное нулю).

На фиг. 124 часть (с) показывает типовые наборы синфазных и квадратурных составляющих основополосных сигналов, когда блок 12004 хранения и переключения сигнала из фиг. 120 выполняет переключение сигнала. Фиг. 124 (с) характеризуется (отличается от фиг. 121) тем, что переключение сигнала выполняется в рамках $s1(t)$ и $s2(t)$.

В частности, на фиг. 124 (с) по сравнению с фиг. 124 (b) Q1 и Q3 переключаются в $s1(t)$, и Q5 и Q7 также переключаются в $s1(t)$. Потом выполняется аналогичное переключение. Кроме того, на фиг. 124 (с) по сравнению с фиг. 124 (b) Q2 и Q4 переключаются в $s2(t)$, и Q6 и Q8 также переключаются в $s2(t)$. Потом выполняется аналогичное переключение.

В результате синфазной составляющей основополосного сигнала $s1(t)$ в первом временном интервале является I1, квадратурной составляющей основополосного сигнала $s1(t)$ в первом временном интервале является Q3. Синфазной составляющей основополосного сигнала $s2(t)$ в первом временном интервале является I2, а квадратурной составляющей основополосного сигнала $s2(t)$ в первом временном интервале является Q4. Также синфазной составляющей основополосного сигнала $s1(t)$ во втором временном интервале является I3, квадратурной составляющей основополосного сигнала $s2(t)$ во втором временном интервале является Q1. Синфазной составляющей основополосного сигнала $s2(t)$ во втором временном интервале является I4, а квадратурной составляющей основополосного сигнала $s2(t)$ во втором временном интервале является Q2. На фиг. 124(с) приводится иллюстрация касательно третьего временного интервала и четвертого временного интервала. Это с тем же успехом применяется к последующим временным интервалам.

Предварительное кодирование выполняется в соответствии со схемой предварительного кодирования для постоянного переключения схем предварительного кодирования по отношению к $s1(t)$ N-го вре-

менного интервала и $s_2(t)$ N-го временного интервала, и получаются сигналы $g_1(t)$ и $g_2(t)$, получающиеся в результате предварительного кодирования N-го временного интервала. Вышеупомянутый момент описан в настоящем описании изобретения.

Фиг. 125 показывает схему структурирования для получения $s_1(t)$ и $s_2(t)$ N-го временного интервала, проиллюстрированного на фиг. 124, причем схема отличается от фиг. 120. Блок 12202 отображения в качестве входных данных принимает данные 12201 и управляющий сигнал 12204 и выполняет отображение в соответствии со схемой модуляции на основе управляющего сигнала 12204, например, отображение, которое учитывает переключение на фиг. 124, чтобы сформировать отображенный сигнал (синфазную составляющую и квадратурную составляющую основополосного сигнала). На основе отображенного сигнала блок 12202 отображения также формирует модулированный сигнал $s_1(t)$ (12203_A) и модулированный сигнал $s_2(t)$ (12203_B) и выводит сформированный модулированный сигнал $s_1(t)$ (1220_A) и сформированный модулированный сигнал $s_2(t)$ (12203_B). Отметим, что модулированный сигнал $s_1(t)$ (12203_A) идентичен модулированному сигналу 12005_A из фиг. 120, а модулированный сигнал $s_2(t)$ (12203_B) идентичен модулированному сигналу 12005_B из фиг. 120 и показан на фиг. 124(c). Соответственно, первым временным интервалом модулированного сигнала $s_1(t)$ (12203_A) является (I1, Q3), первым временным интервалом модулированного сигнала $s_2(t)$ (12203_B) является (I2, Q4), вторым временным интервалом модулированного сигнала $s_1(t)$ (12203_A) является (I3, Q1), вторым временным интервалом модулированного сигнала $s_2(t)$ (12203_B) является (I4, Q2), ... К тому же приводится описание схемы для формирования первого временного интервала (I1, Q3) модулированного сигнала $s_1(t)$ (12203_A), первого временного интервала (I2, Q4) модулированного сигнала $s_2(t)$ (12203_B), второго временного интервала (I3, Q1) модулированного сигнала $s_1(t)$ (12203_A) и второго временного интервала (I4, Q2) модулированного сигнала $s_2(t)$ (12203_B) в блоке 12202 отображения из фиг. 125. На фиг. 125 данные представляются в качестве 12201. Пусть данными в момент 1 будут $b_{01}, b_{11}, b_{21}, b_{31}$, пусть данными в момент 2 будут $b_{02}, b_{12}, b_{22}, b_{32}$, пусть данными в момент 3 будут $b_{03}, b_{13}, b_{23}, b_{33}$, и пусть данными в момент 4 будут $b_{04}, b_{14}, b_{24}, b_{34}$. Блок 12202 отображения из фиг. 125 формирует вышеописанные I1, Q1, I2, Q2, I3, Q3, I4, Q4 из $b_{01}, b_{11}, b_{21}, b_{31}$, и $b_{02}, b_{12}, b_{22}, b_{32}$, и $b_{03}, b_{13}, b_{23}, b_{33}$, и $b_{04}, b_{14}, b_{24}, b_{34}$. Затем из I1, Q1, I2, Q2, I3, Q3, I4, Q4 блок 12202 отображения из фиг. 125 может сформировать модулированные сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$. Фиг. 126 показывает схему структурирования для получения $s_1(t)$ и $s_2(t)$ N-го временного интервала, проиллюстрированного на фиг. 124, причем схема отличается от фиг. 120 и 125. Блок 12601 деления принимает данные 12201 и управляющий сигнал 12204 в качестве входных данных, и в соответствии с управляющим сигналом 12204 делит данные и выводит первые данные 12602_A и вторые данные 12602_B. Блок 12301_A отображения в качестве входных данных принимает первые данные 12602_A и управляющий сигнал 12204 и выполняет отображение в соответствии со схемой модуляции на основе управляющего сигнала 12204, например, отображение, которое учитывает переключение на фиг. 124, чтобы сформировать отображенный сигнал (синфазную составляющую и квадратурную составляющую основополосного сигнала). На основе отображенного сигнала блок 12301_A отображения также формирует модулированный сигнал $s_1(t)$ (12203_A) и выводит сформированный модулированный сигнал $s_1(t)$ (12203_A). Блок 12301_B отображения в качестве входных данных принимает вторые данные 12602_B и управляющий сигнал 12204 и выполняет отображение в соответствии со схемой модуляции на основе управляющего сигнала 12204, например, отображение, которое учитывает переключение на фиг. 124, чтобы сформировать отображенный сигнал (синфазную составляющую и квадратурную составляющую основополосного сигнала). На основе отображенного сигнала блок 12301_B отображения также формирует модулированный сигнал $s_2(t)$ (12203_B) и выводит сформированный модулированный сигнал $s_2(t)$ (12203_B). Соответственно, первым временным интервалом модулированного сигнала $s_1(t)$ (12203_A) является (I1, Q3), первым временным интервалом модулированного сигнала $s_2(t)$ (12203_B) является (I2, Q4), вторым временным интервалом модулированного сигнала $s_1(t)$ (12203_A) является (I3, Q1), вторым временным интервалом модулированного сигнала $s_2(t)$ (12203_B) является (I4, Q2), ... К тому же приводится описание схемы для формирования первого временного интервала (I1, Q3) и второго временного интервала (I3, Q1) модулированного сигнала $s_1(t)$ (12203_A) в блоке 12301_A отображения на фиг. 126. На фиг. 126 данные представляются в качестве 12201. Пусть данными в момент 1 будут $b_{01}, b_{11}, b_{21}, b_{31}$, пусть данными в момент 2 будут $b_{02}, b_{12}, b_{22}, b_{32}$, пусть данными в момент 3 будут $b_{03}, b_{13}, b_{23}, b_{33}$, и пусть данными в момент 4 будут $b_{04}, b_{14}, b_{24}, b_{34}$. Блок 12601 деления выводит данные $b_{01}, b_{11}, b_{21}, b_{31}$ в момент 1 и данные $b_{03}, b_{13}, b_{23}, b_{33}$ в момент 3 в качестве первых данных 12602_A. Блок 12601 деления также выводит данные $b_{02}, b_{12}, b_{22}, b_{32}$ в момент 2 и данные $b_{04}, b_{14}, b_{24}, b_{34}$ в момент 4 в качестве вторых данных 12602_B. Блок 12301_A отображения из фиг. 126 формирует первый временной интервал (I1, Q3) и второй временной интервал (I3, Q1) из $b_{01}, b_{11}, b_{21}, b_{31}$ и $b_{03}, b_{13}, b_{23}, b_{33}$. Аналогичные операции выполняются для третьего и последующих временных интервалов.

Приводится описание схемы для формирования первого временного интервала (I2, Q4) модулированного сигнала $s_2(t)$ (12203_B) и второго временного интервала (I4, Q2) в блоке 12301_B отображения из фиг. 126. Блок 12301_B отображения из фиг. 126 формирует первый временной интервал (I2, Q4) и второй временной интервал (I4, Q2) из данных $b_{02}, b_{12}, b_{22}, b_{32}$ в момент 2 и данных $b_{04}, b_{14}, b_{24}, b_{34}$

в момент 4. Аналогичные операции выполняются для третьего и последующих временных интервалов.

Выше описаны две схемы Циклической квадратурной задержки. Когда переключение сигнала выполняется в рамках временных интервалов, которые показаны на фиг. 121, уменьшается количество возможных сигнальных точек в блоке демодуляции (детекторе) в устройстве приема. Следовательно, получается полезный результат в виде сокращения масштаба вычислений (размера схемы). С другой стороны, как показано на фиг. 124, когда переключение сигнала выполняется в сигнале $s_1(t)$ и в сигнале $s_2(t)$, увеличивается количество возможных сигнальных точек в блоке демодуляции (детекторе) в устройстве приема. Однако этот тип схемы мог бы привести к полезному результату в виде получения выигрыша от временного разнесения (или выигрыша от частотного разнесения, если бы переключение выполнялось в частотной области), приводя к возможности дальнейшего повышения качества приема данных.

Хотя выше приводится описание с примером, где схемой модуляции является 16QAM, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом, даже если схемой модуляции является, например, одна из QPSK, 8QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM и 256QAM.

Кроме того, схема с Циклической квадратурной задержкой не ограничивается двумя вышеприведенными типами. Например, хотя переключение выполняется по отношению к квадратурным составляющим основополосных сигналов в двух вышеприведенных примерах, вместо них могут переключаться синфазные составляющие. Кроме того, хотя переключение выполняется в двух моментах времени (например, квадратурные составляющие основополосных сигналов переключаются в момент 1 и момент 2), синфазные составляющие или (по возможности, и) квадратурные составляющие основополосных сигналов могут переключаться в множестве моментов времени. Когда Циклическая квадратурная задержка выполняется, пока формируется синфазная составляющая и квадратурная составляющая основополосного сигнала, как показано на фиг. 121 (а), появляются три следующих возможности. Одна состоит в том, что "существует символ, в котором синфазная составляющая основополосного сигнала после Циклической квадратурной задержки в момент i представляется как P_i , а квадратурная составляющая основополосного сигнала после Циклической квадратурной задержки в момент i представляется как Q_j ($i \neq j$)". Другая состоит в том, что "существует символ, в котором синфазная составляющая основополосного сигнала после Циклической квадратурной задержки в момент i представляется как I_j , а квадратурная составляющая основополосного сигнала после Циклической квадратурной задержки в момент i представляется как Q_i ($i \neq j$)". Еще одна состоит в том, что "синфазная составляющая основополосного сигнала после Циклической квадратурной задержки в момент i представляется как I_j , а квадратурная составляющая основополосного сигнала после Циклической квадратурной задержки в момент i представляется как Q_k ($i \neq j$, $i \neq k$, $j \neq k$)". Кроме того, схема предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования применяется по отношению к модулированному сигналу $s_1(t)$ (или $s_1(f)$, или $s_1(t, f)$) и модулированному сигналу $s_2(t)$ (или $s_2(f)$, или $s_2(t, f)$), которые получаются путем выполнения вышеупомянутой Циклической квадратурной задержки (отметим, как упоминалось в описании изобретения, что обработка сигналов, например, изменение фазы, изменение мощности и переключение сигнала, может выполняться на любом этапе). В этом случае в качестве схемы предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, которую нужно применить по отношению к модулированным сигналам, полученным путем выполнения Циклической квадратурной задержки, применима любая из схем предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, описанных в настоящем описании изобретения.

Промышленная применимость

Настоящее изобретение широко применимо к беспроводным системам, которые передают разные модулированные сигналы из множества антенн, например, к системе OFDM-MIMO. Кроме того, в системе проводной связи с множеством мест передачи (например, системе связи по линии электропередачи (PLC), системе оптической связи или системе Цифровой абонентской линии (DSL)) настоящее изобретение может быть приспособлено к MIMO, и в этом случае множество мест передачи используется для передачи множества модулированных сигналов, как описано настоящим изобретением. Модулированный сигнал также может передаваться из множества мест передачи.

Список ссылочных элементов

- 302A, 302B - кодер;
- 304A, 304B - перемежитель;
- 306A, 306B - блок отображения;
- 314 - блок формирования информации взвешивания;
- 308A, 308B - взвешивающий блок;
- 310A, 310B - радиоблок;
- 312A, 312B - антенна;
- 402 - кодер;
- 404 - блок распределения;
- 504#1, 504#2 - передающая антенна;

505#1, 505#2 - передающая антенна;
 600 - взвешивающий блок;
 703_X - радиоблок;
 701_X - антенна;
 705_1 - блок оценки колебания канала;
 705_2 - блок оценки колебания канала;
 707_1 - блок оценки колебания канала;
 707_2 - блок оценки колебания канала;
 709 - блок декодирования управляющей информации;
 711 - блок обработки сигналов;
 803 - ВНУТРЕННИЙ детектор ММО;
 805A, 805B - блок вычисления логарифмического правдоподобия;
 807A, 807B - обращенный перемежитель;
 809A, 809B - блок вычисления логарифмического отношения правдоподобия;
 811A, 811B - декодер с мягким входом/выходом;
 813A, 813B - перемежитель;
 815 - запоминающее устройство;
 819 - блок формирования весового коэффициента;
 901 - декодер с мягким входом/выходом;
 903 - блок распределения;
 1301A, 1301B - относящийся к OFDM процессор;
 1402A, 1402B - последовательно/параллельный преобразователь;
 1404A, 1404B - блок переупорядочения;
 1406A, 1406B - обратный быстрый преобразователь Фурье;
 1408A, 1408B - радиоблок;
 2200 - блок формирования веса предварительного кодирования;
 2300 - блок переупорядочения;
 4002 - кодирующая группа.

ФОРМУЛА ИЗОБРЕТЕНИЯ

1. Способ передачи сигналов для базовой станции, содержащий этапы, на которых формируют управляющую информацию, указывающую, выполняется ли или нет процесс предварительного кодирования, который постоянно изменяет фазу, в отношении первого модулированного сигнала s1 и второго модулированного сигнала s2; и передают управляющую информацию от одной или более антенн в терминал, причем в случае выполнения процесса предварительного кодирования первый сигнал z1 и второй сигнал z2, которые должны быть переданы от одной или более антенн в терминал, формируются путем применения процесса предварительного кодирования для первого модулированного сигнала s1 и второго модулированного сигнала s2 путем использования матрицы, выбранной из двух матриц F [i] для формирования первого сигнала z1 и второго сигнала z2, i равно целому числу 0 и 1; и применяют передачу к первому сигналу z1 и второму сигналу z2 от одной или более антенн, причем две матрицы F [i] имеют постоянное изменение фазы первых модулированных символов s1 и фазы вторых модулированных символов s2, каждая из двух матриц F [i] выбирается по меньшей мере один раз в двух символах, первый сигнал z1 и второй сигнал z2 удовлетворяют $(z1, z2)^T = F[i] (s1, s2)^T$ и две матрицы F [i] выражаются следующими уравнениями:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\pi)} \end{pmatrix}$$

$$\theta_{21}(0) = 0, \theta_{21}(1) = \frac{\pi}{2}$$

2. Базовая станция для реализации способа по п.1, содержащая схему формирования управляющего сигнала, которая выполнена с возможностью формировать управляющую информацию, указывающую, выполняется ли или нет процесс предварительного кодирования, который постоянно изменяет фазу, в отношении первого модулированного сигнала s1 и второго модулированного сигнала s2; и

схему передачи, которая выполнена с возможностью передавать управляющую информацию от одной или более антенн в устройство терминала, причем

в случае выполнения процесса предварительного кодирования, первый сигнал z1 и второй сигнал z2, которые должны быть переданы в устройство терминала, сформированы путем

применения процесса предварительного кодирования для первого модулированного сигнала s1 и второго модулированного сигнала s2 путем использования матрицы, выбранной из двух матриц F [i] для

формирования первого сигнала z_1 и второго сигнала z_2 , i равно целому числу 0 и 1; и

применения передачи к первому сигналу z_1 и второму сигналу z_2 от одной или более антенн, причем

две матрицы $F[i]$ имеют постоянное изменение фазы первых модулированных символов s_1 и фазы вторых модулированных символов s_2 ,

каждая из двух матриц $F[i]$ выбирается по меньшей мере один раз в двух символах,

первый сигнал z_1 и второй сигнал z_2 удовлетворяют $(z_1, z_2)^T = F[i] (s_1, s_2)^T$ и

две матрицы $F[i]$ выражаются следующими уравнениями:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\pi)} \end{pmatrix}$$

$$\theta_{21}(0) = 0, \theta_{21}(1) = \frac{\pi}{2}$$

3. Способ приема сигналов для терминала, содержащий этапы, на которых

принимают управляющую информацию и множество сигналов, данных от одной или более антенн, причем управляющая информация указывает, выполнен ли или нет процесс предварительного кодирования в отношении множества сигналов данных; и

применяют обработку сигнала для множества сигналов данных на основе управляющей информации, причем

в случае выполнения процесса предварительного кодирования, базовая станция формирует первый сигнал z_1 и второй сигнал z_2 , которые должны быть переданы от одной или более антенн базовой станции в терминал, путем

применения процесса предварительного кодирования для первого модулированного сигнала s_1 и второго модулированного сигнала s_2 путем использования матрицы, выбранной из двух матриц $F[i]$ для формирования первого сигнала z_1 и второго сигнала z_2 , i равно целому числу 0 и 1; и

применяют передачу к первому сигналу z_1 и второму сигналу z_2 от одной или более антенн базовой станции, причем

две матрицы $F[i]$ имеют постоянное изменение фазы первых модулированных символов s_1 и фазы вторых модулированных символов s_2 ,

каждая из двух матриц $F[i]$ выбирается по меньшей мере один раз в двух символах,

первый сигнал z_1 и второй сигнал z_2 удовлетворяют $(z_1, z_2)^T = F[i] (s_1, s_2)^T$ и

две матрицы $F[i]$ выражаются следующими уравнениями:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\pi)} \end{pmatrix}$$

$$\theta_{21}(0) = 0, \theta_{21}(1) = \frac{\pi}{2}$$

4. Терминал для реализации способа по п.3, содержащий

схему приема, которая выполнена с возможностью приема управляющей информации и множества сигналов данных от одной или более антенн, причем управляющая информация указывает, выполнен ли или нет процесс предварительного кодирования в отношении множества сигналов данных; и

схему обработки сигнала, которая выполнена с возможностью обрабатывать сигнал для множества сигналов данных на основе управляющей информации, причем

в случае выполнения процесса предварительного кодирования, базовая станция выполнена с возможностью формировать первый сигнал z_1 и второй сигнал z_2 , которые должны быть переданы от одной или более антенн базовой станции в терминал, путем

применения процесса предварительного кодирования на первом модулированном сигнале s_1 и втором модулированном сигнале s_2 путем использования матрицы, выбранной из двух матриц $F[i]$ для формирования первого сигнала z_1 и второго сигнала z_2 , i равно целому числу 0 и 1; и

применения передачи к первому сигналу z_1 и второму сигналу z_2 от одной или более антенн базовой станции, причем

две матрицы $F[i]$ имеют постоянное изменение фазы первых модулированных символов s_1 и фазы вторых модулированных символов s_2 ,

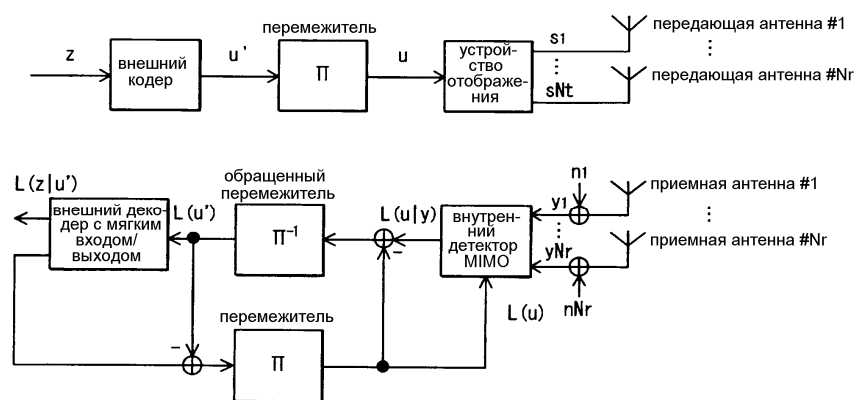
каждая из двух матриц $F[i]$ выбирается по меньшей мере один раз в двух символах,

первый сигнал z_1 и второй сигнал z_2 удовлетворяют $(z_1, z_2)^T = F[i] (s_1, s_2)^T$ и

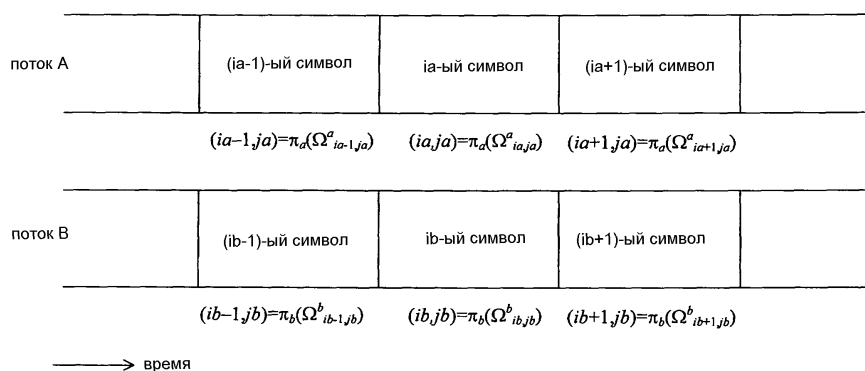
две матрицы $F[i]$ выражаются следующими уравнениями:

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\pi)} \end{pmatrix}$$

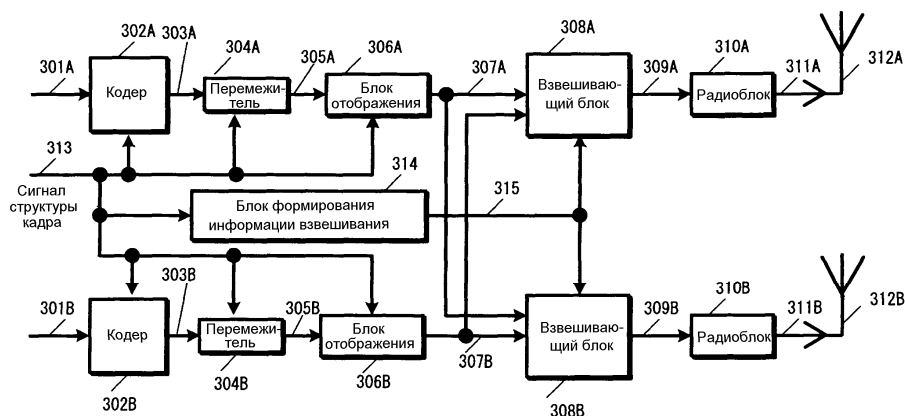
$$\theta_{21}(0) = 0, \theta_{21}(1) = \frac{\pi}{2}$$



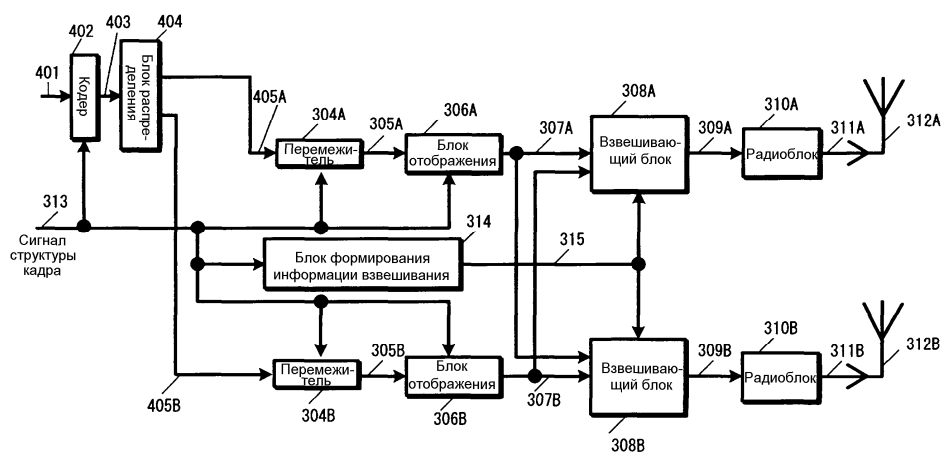
Фиг. 1



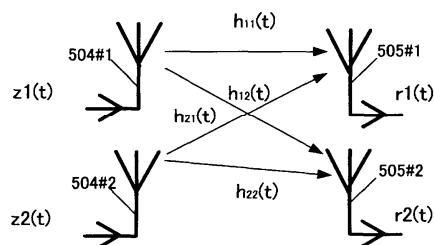
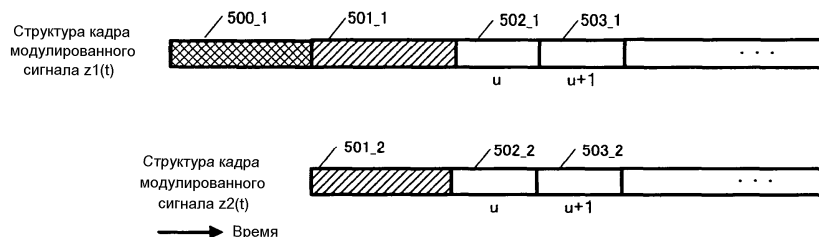
Фиг. 2



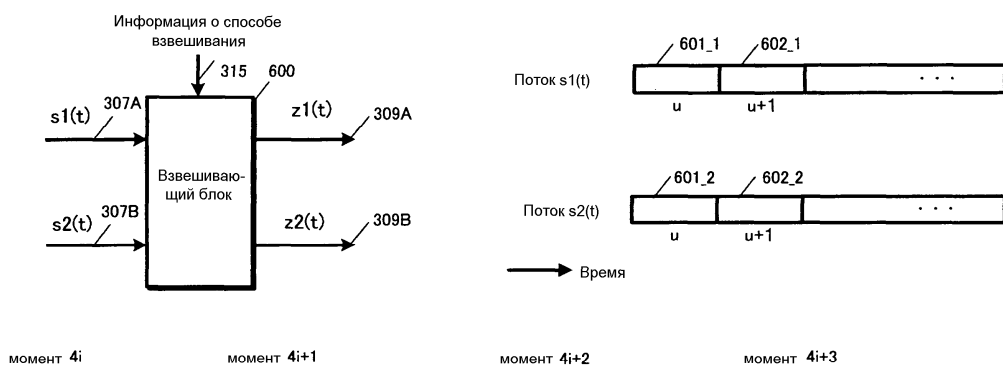
Фиг. 3



Фиг. 4

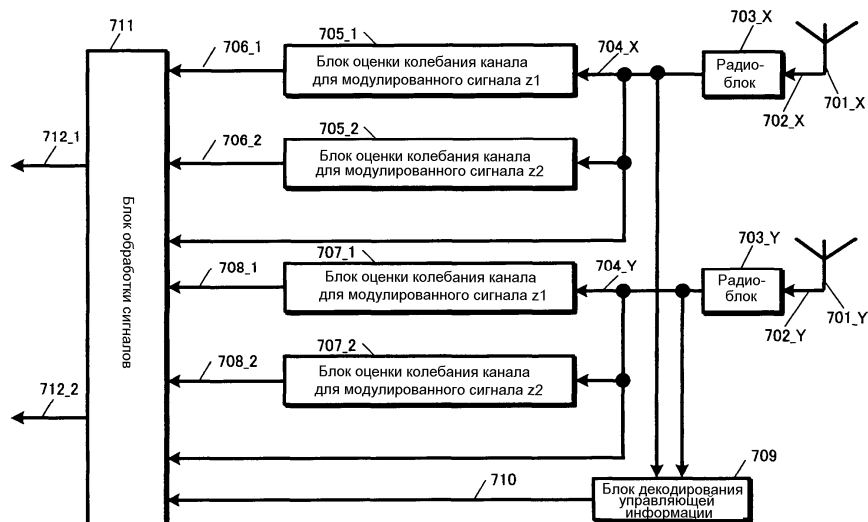


Фиг. 5

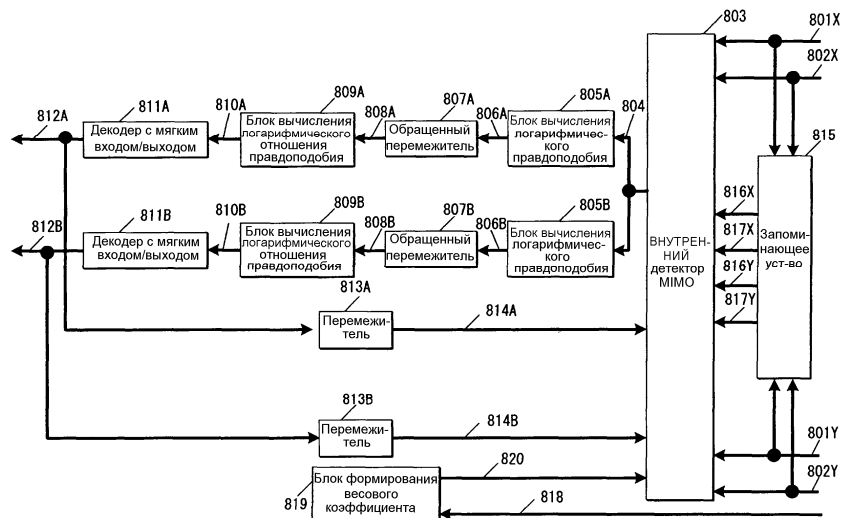


$$W(4i) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \end{pmatrix} \quad W(4i+1) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad W(4i+2) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad W(4i+3) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

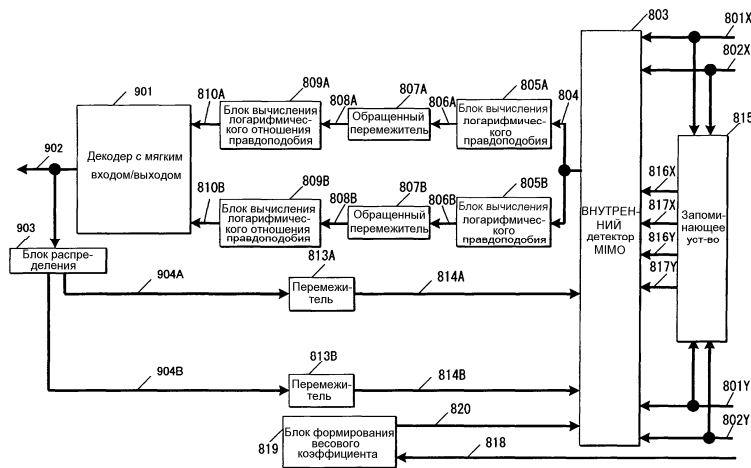
Фиг. 6



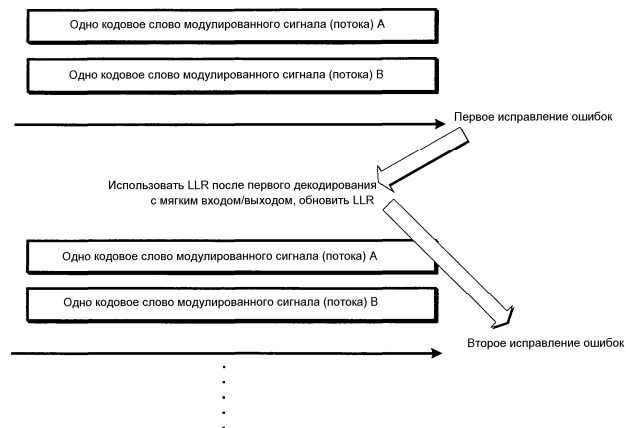
Фиг. 7



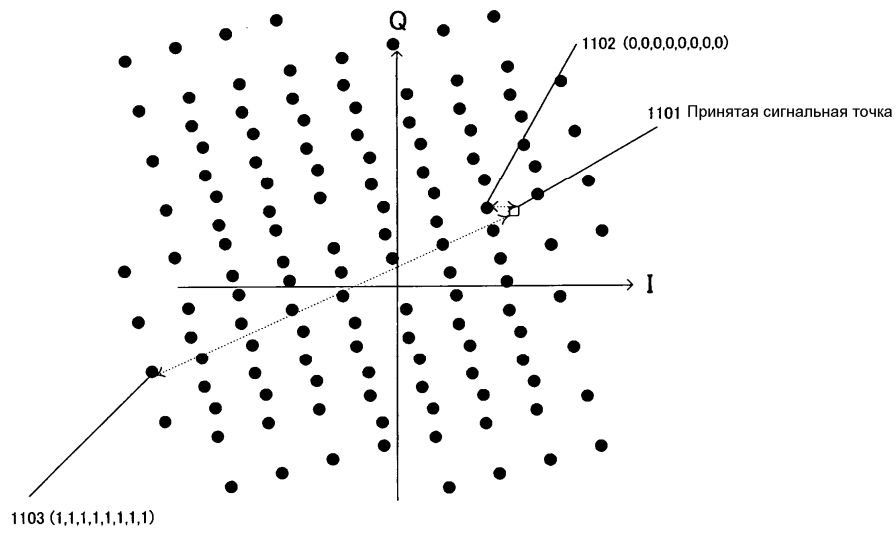
Фиг. 8



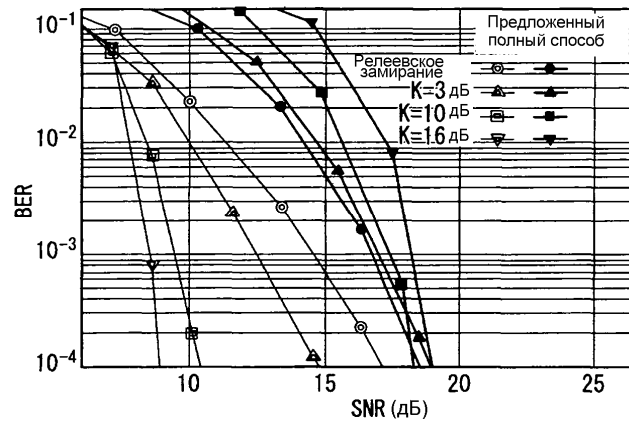
Фиг. 9



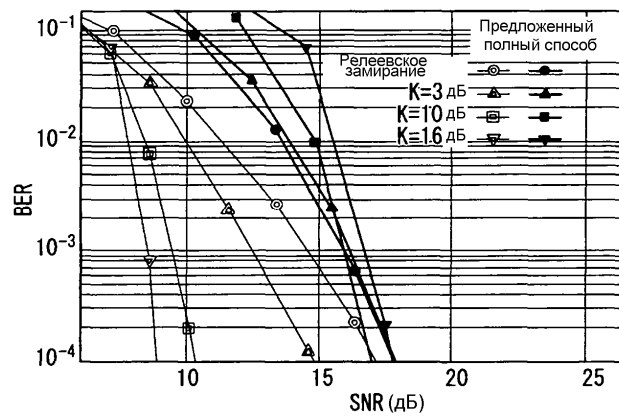
Фиг. 10



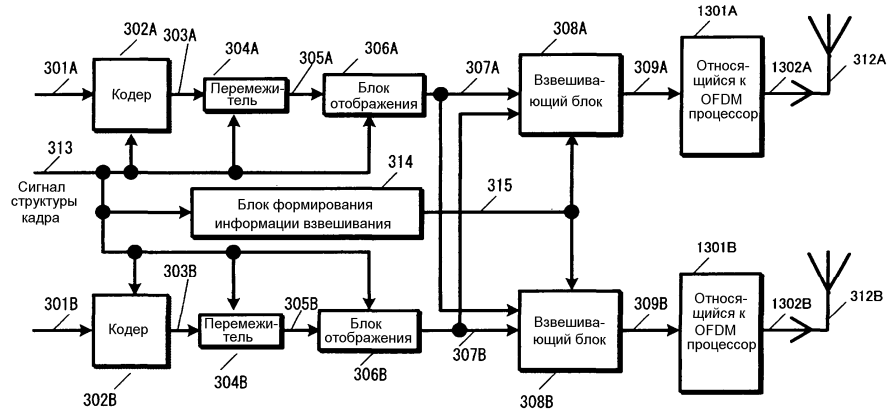
Фиг. 11



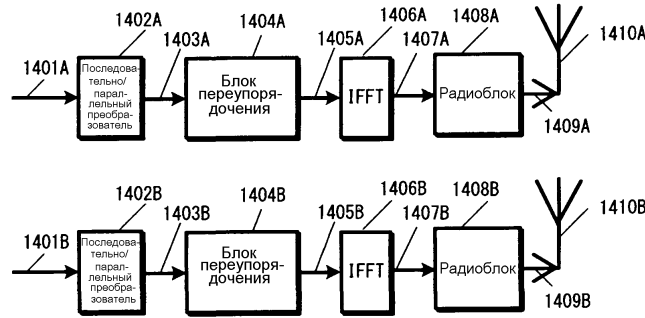
Фиг. 12А



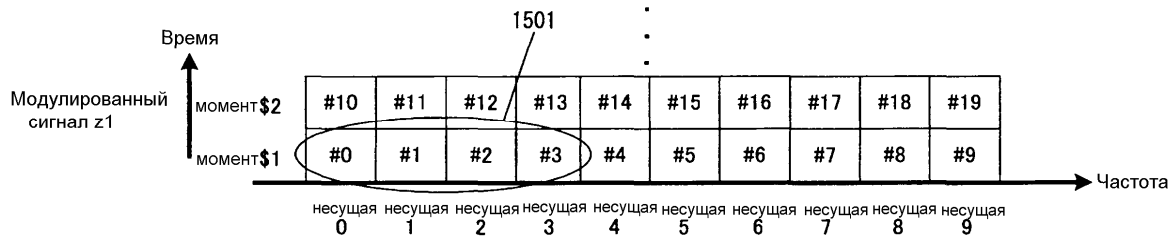
Фиг. 12В



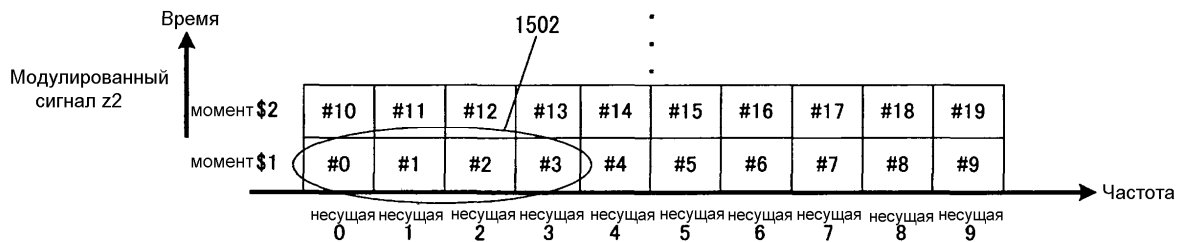
Фиг. 13



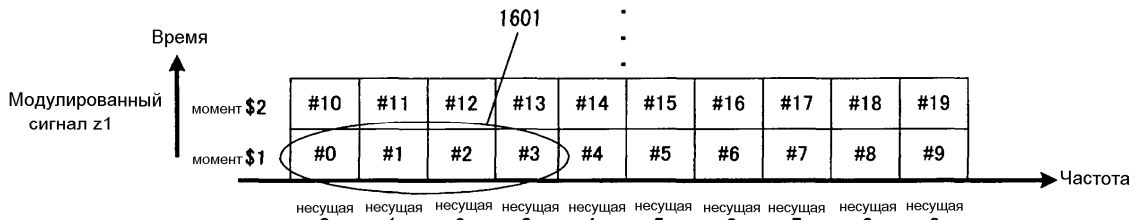
Фиг. 14



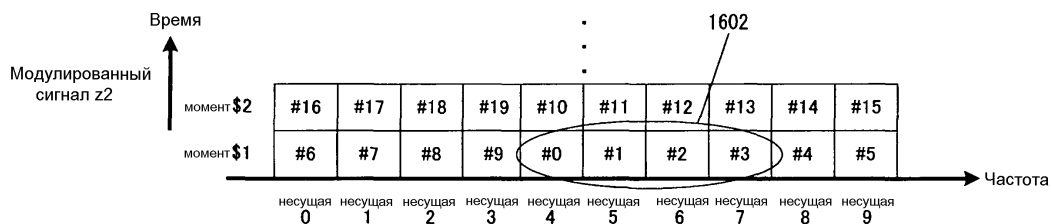
Фиг. 15A



Фиг. 15B



Фиг. 16A



Фиг. 16В



Фиг. 17А



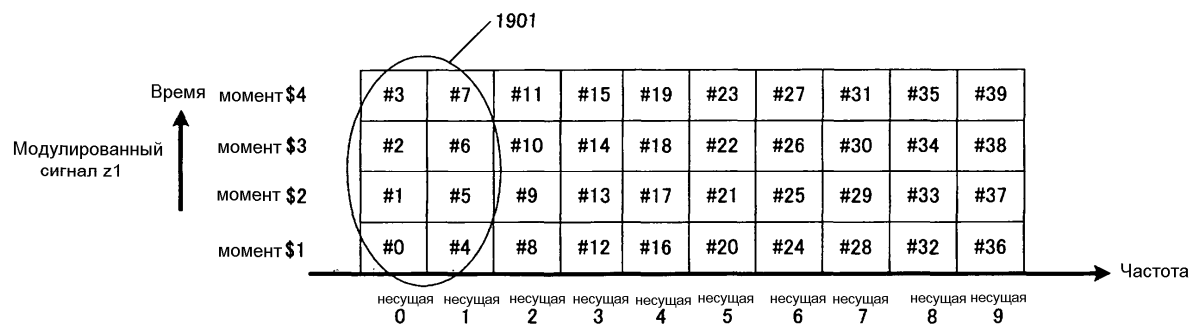
Фиг. 17В



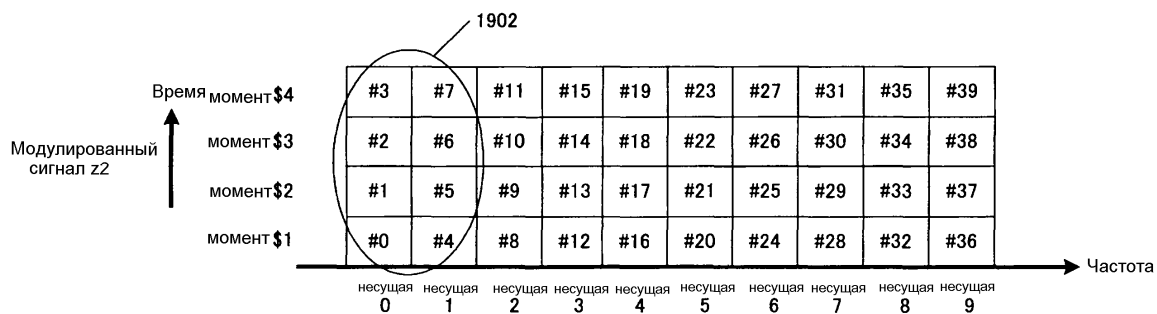
Фиг. 18А



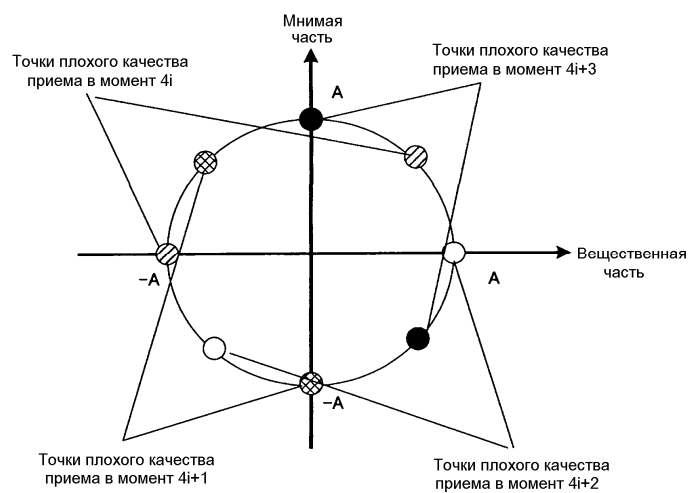
Фиг. 18В



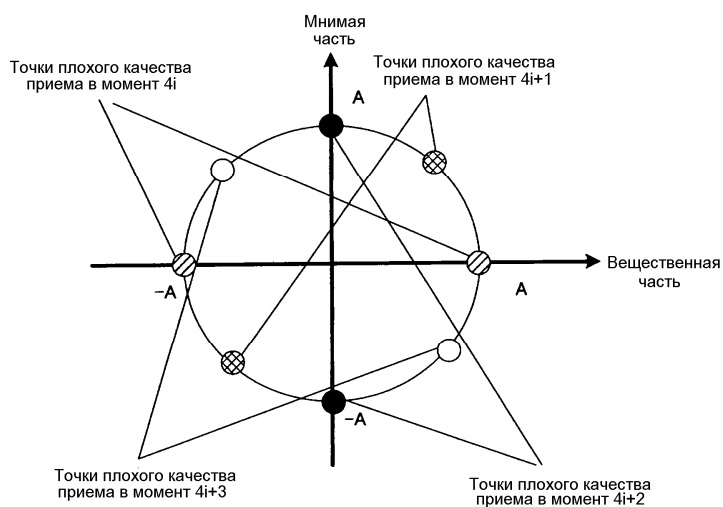
Фиг. 19А



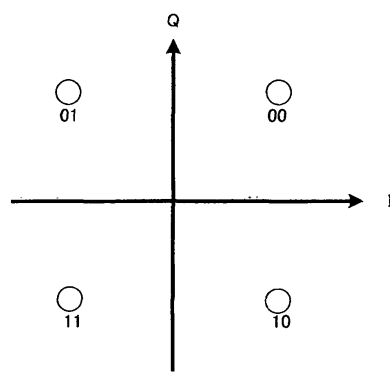
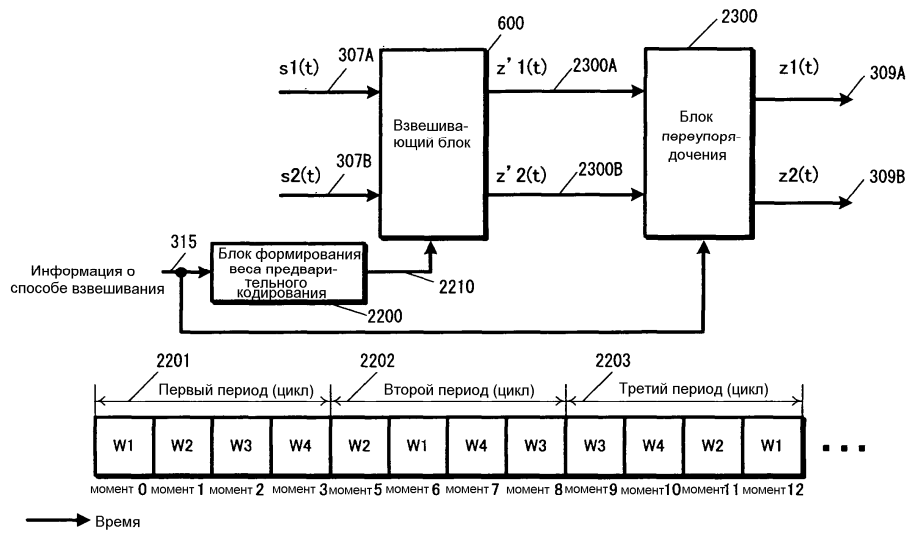
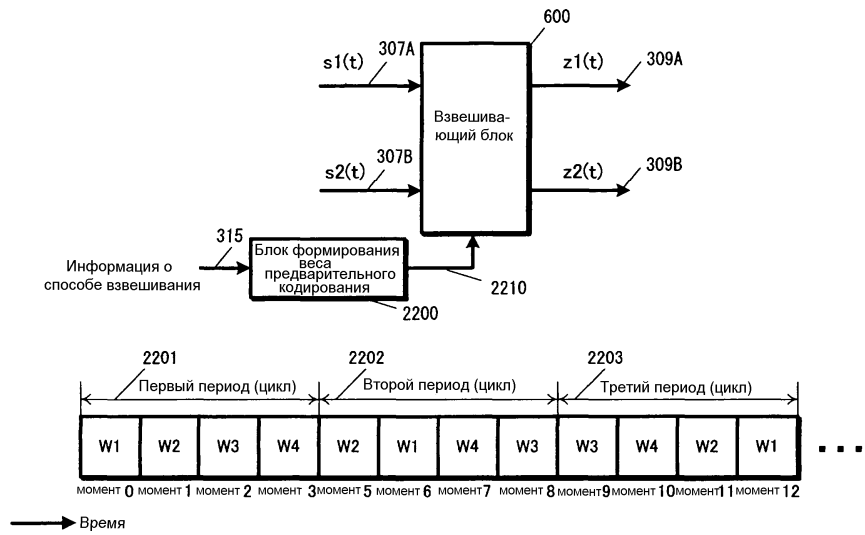
Фиг. 19В

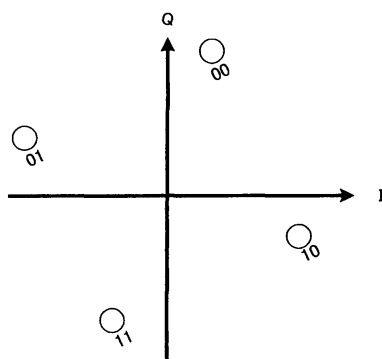


Фиг. 20

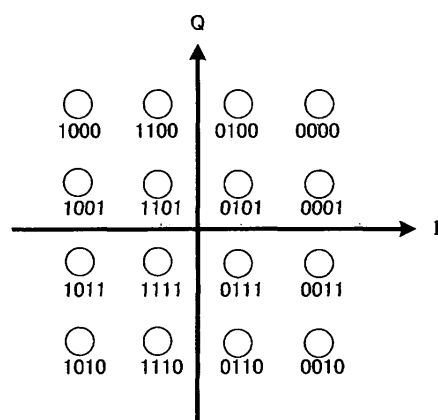


Фиг. 21

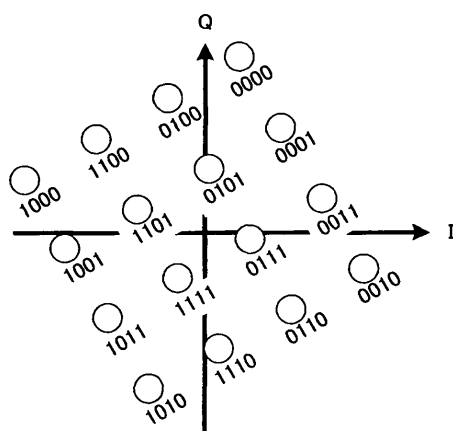




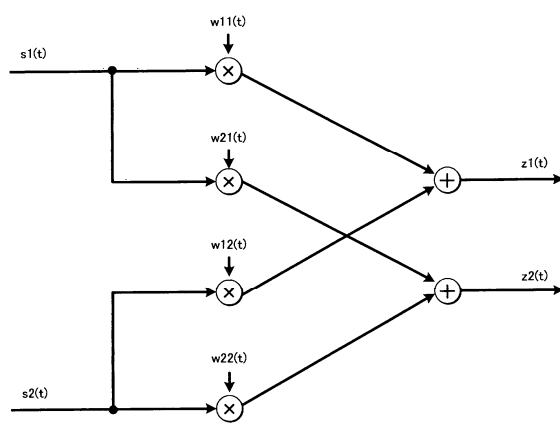
Фиг. 24В



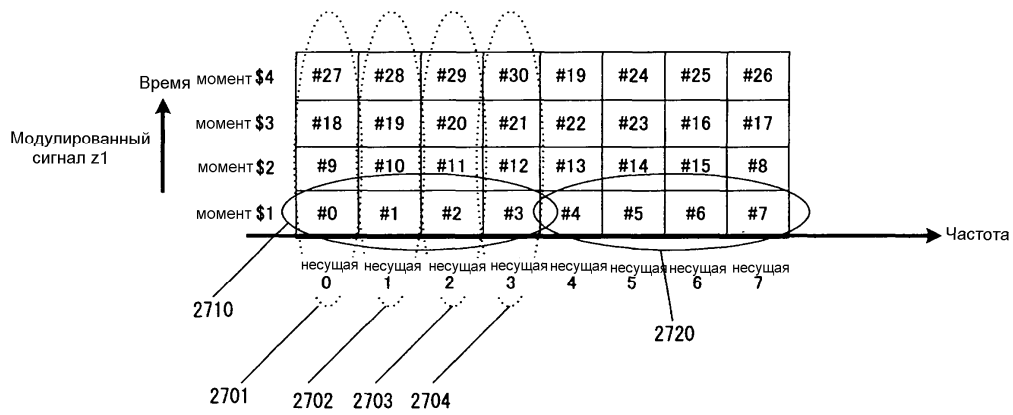
Фиг. 25А



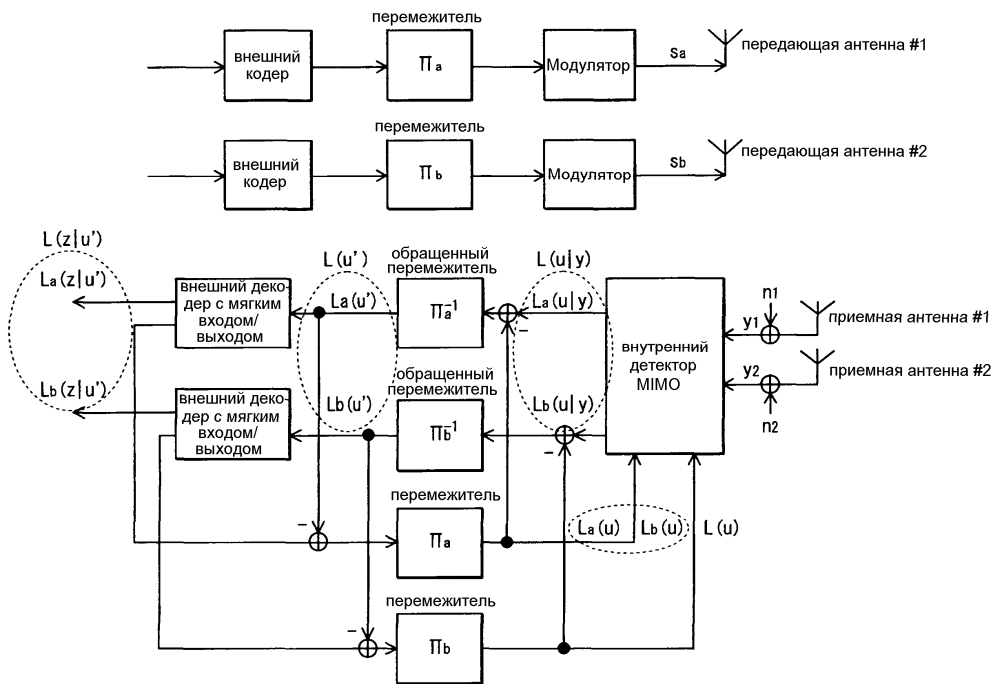
Фиг. 25В



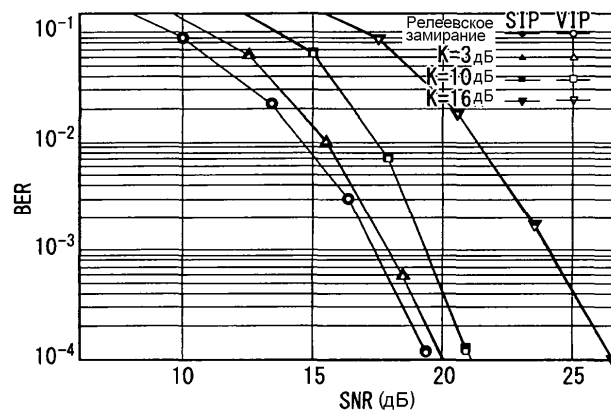
Фиг. 26



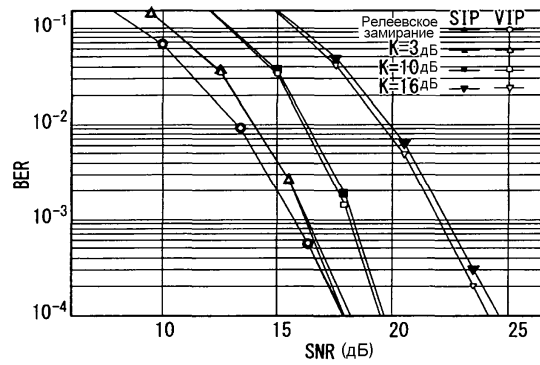
Фиг. 27



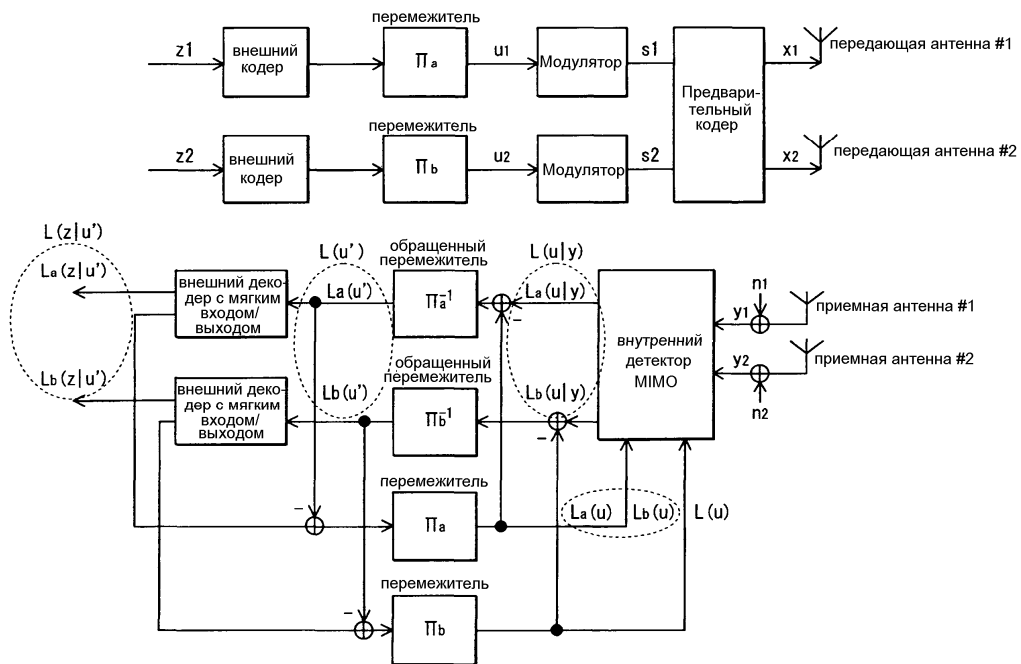
Фиг. 28



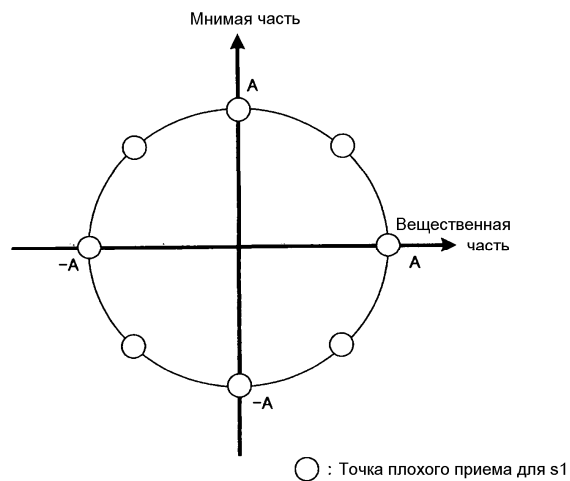
Фиг. 29А



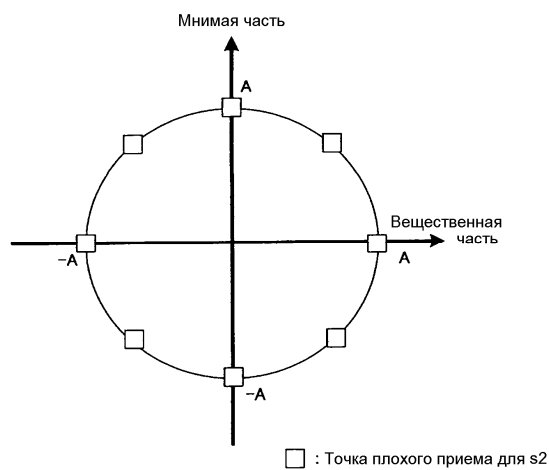
Фиг. 29В



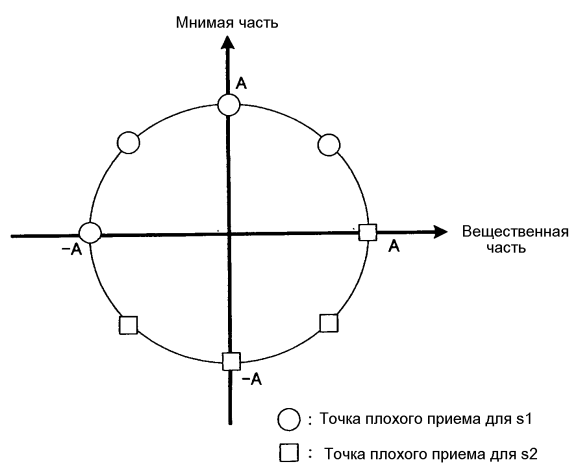
Фиг. 30



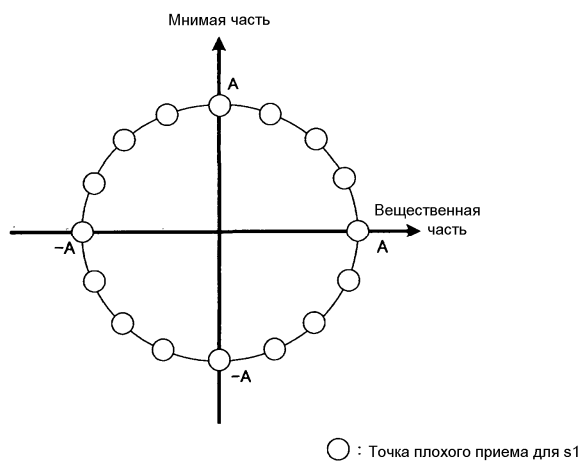
Фиг. 31А



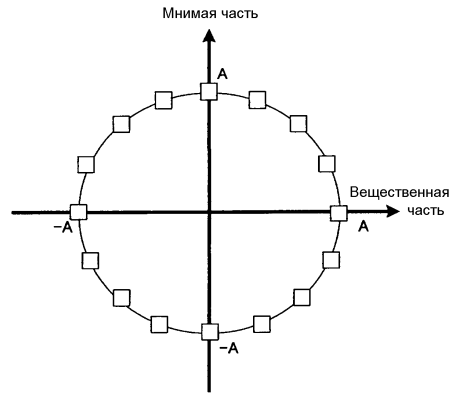
Фиг. 31В



Фиг. 32

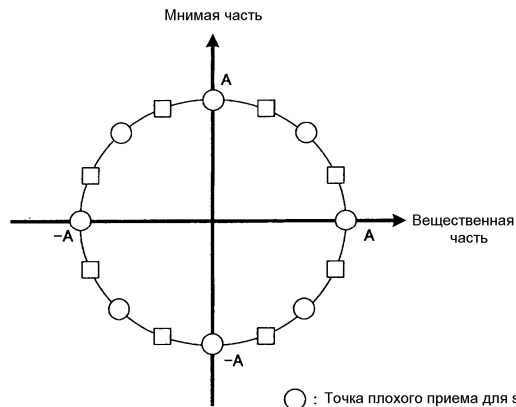


Фиг. 33А



□ : Точка плохого приема для s2

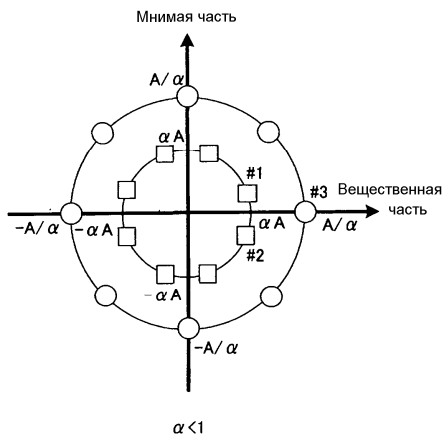
Фиг. 33В



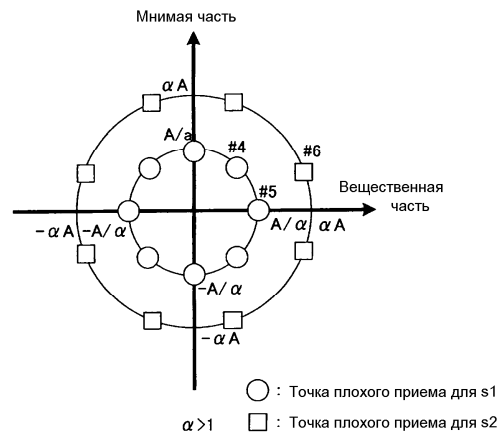
○ : Точка плохого приема для s1

□ : Точка плохого приема для s2

Фиг. 34



$\alpha < 1$

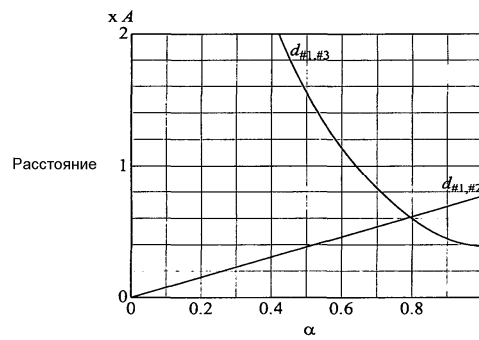


$\alpha > 1$

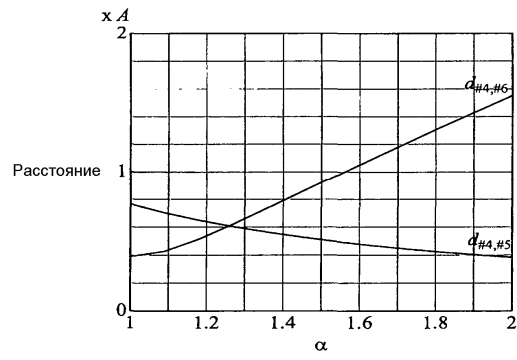
○ : Точка плохого приема для s1

□ : Точка плохого приема для s2

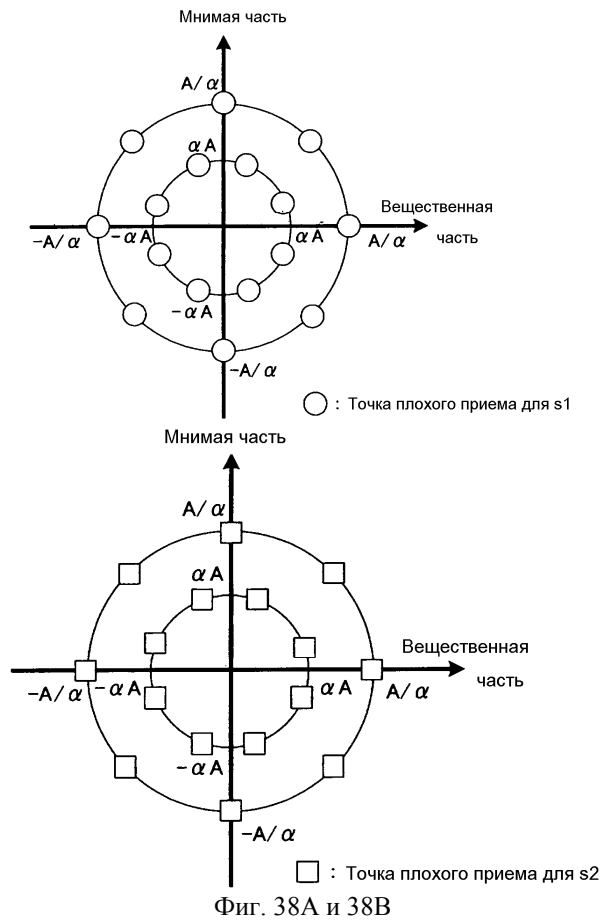
Фиг. 35А,В



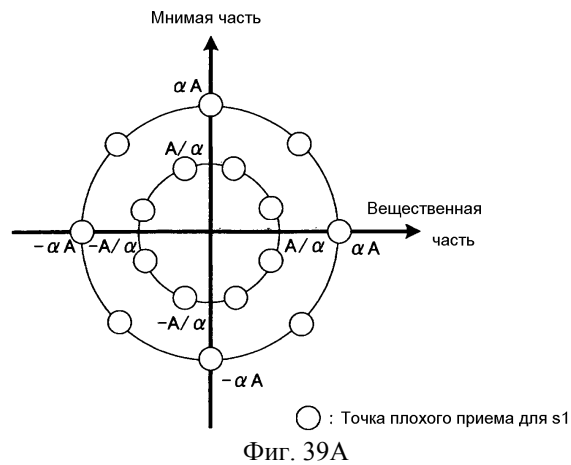
Фиг. 36



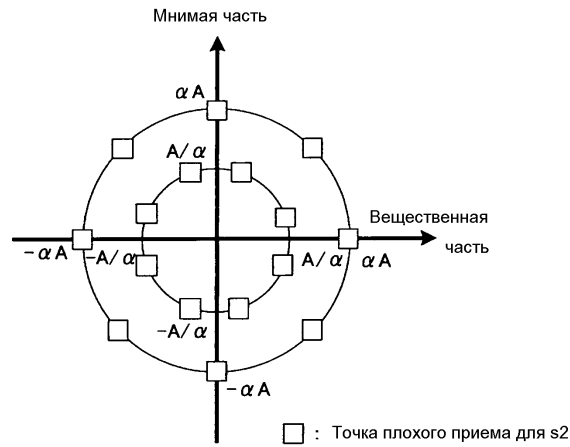
Фиг. 37



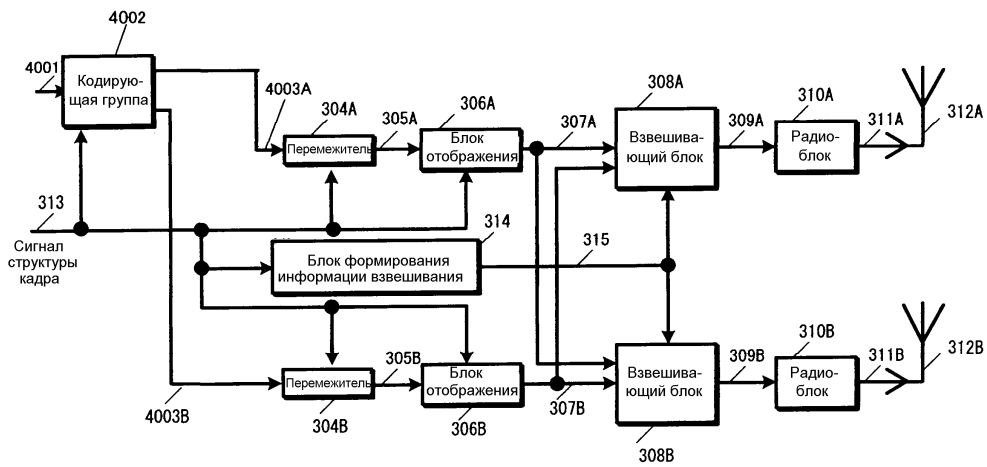
Фиг. 38А и 38В



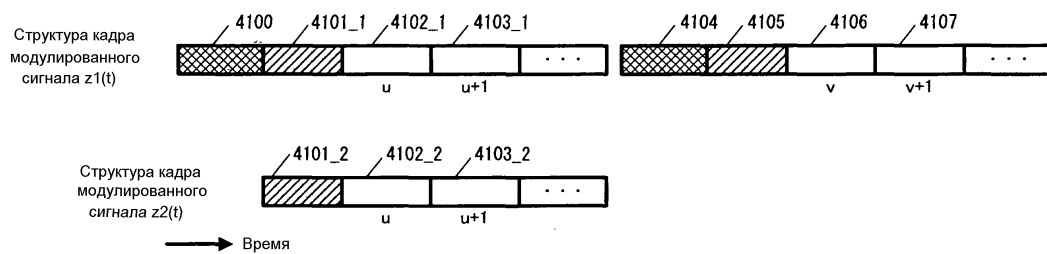
Фиг. 39А



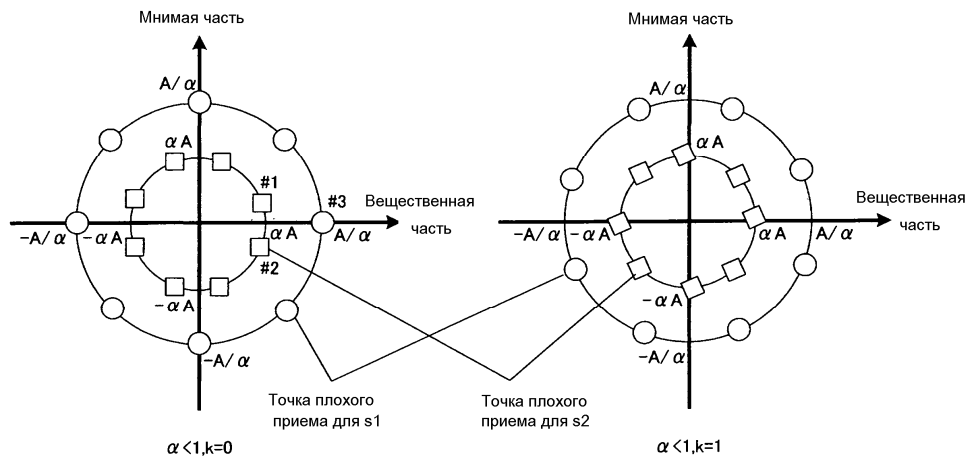
Фиг. 39В



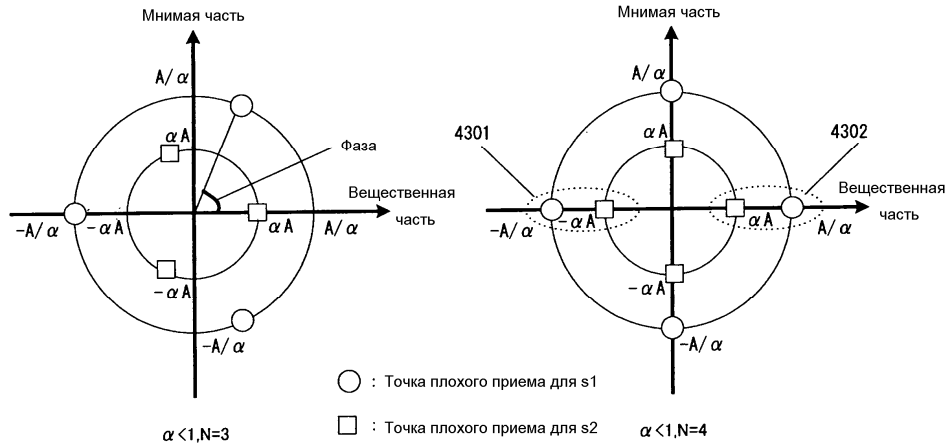
Фиг. 40



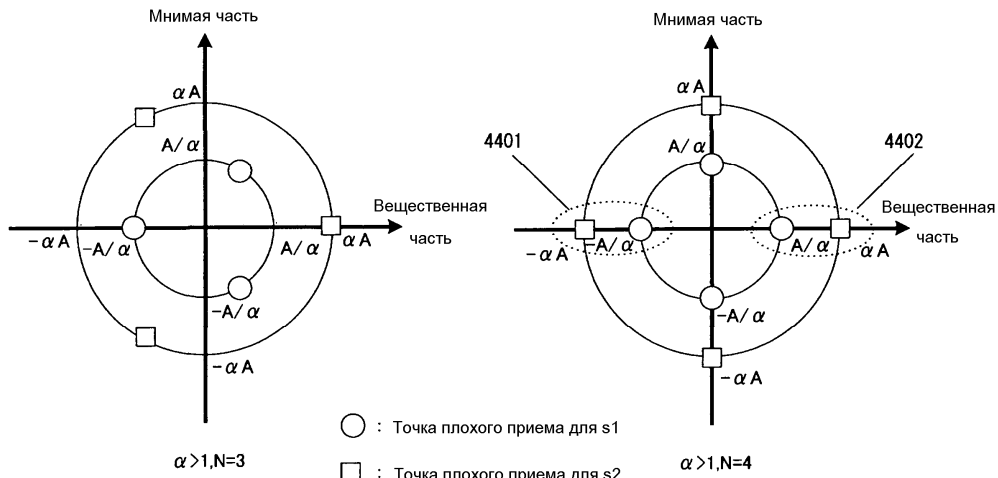
Фиг. 41



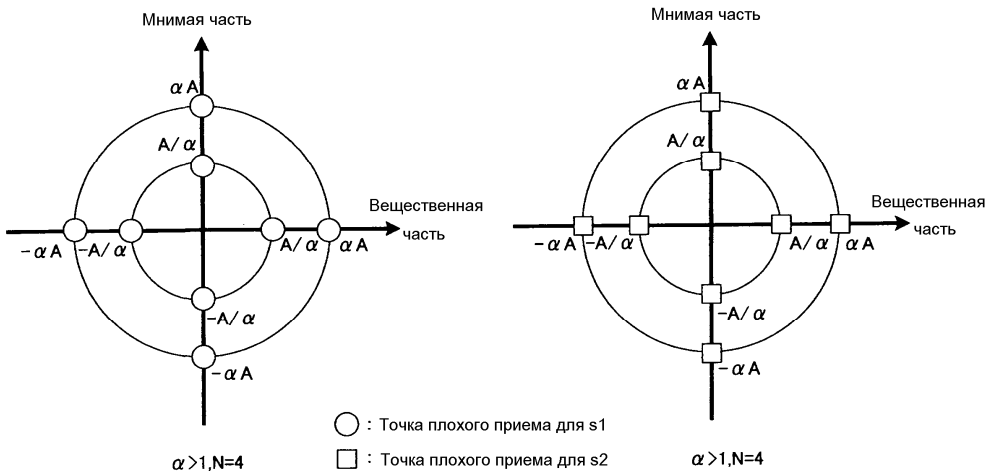
Фиг. 42А,В



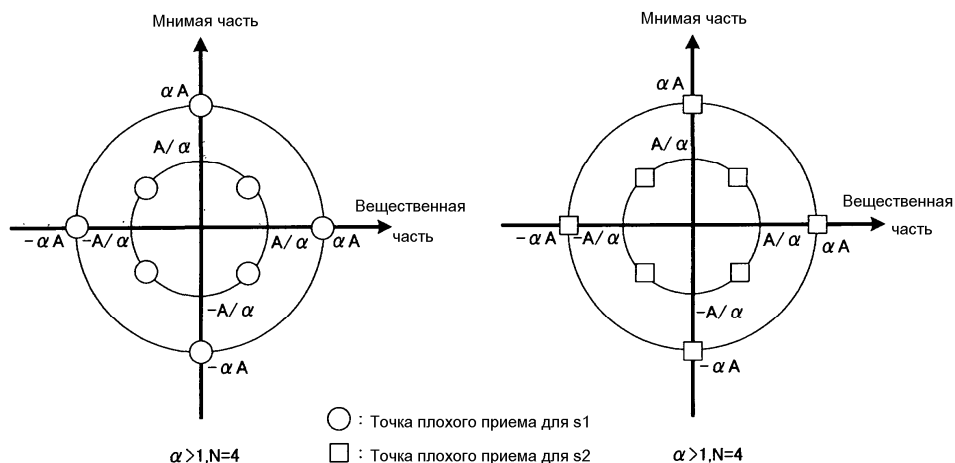
Фиг. 43А,В



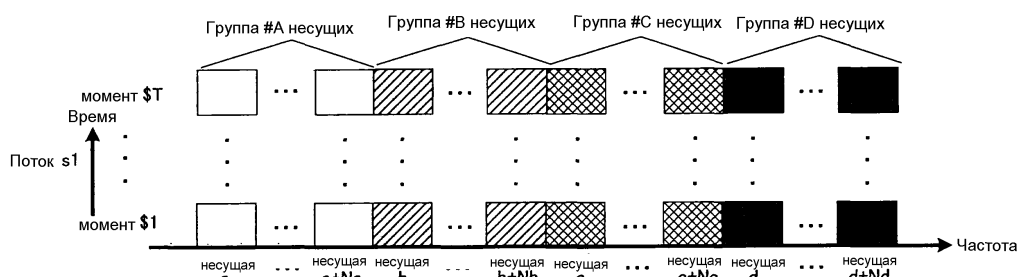
Фиг. 44А,В



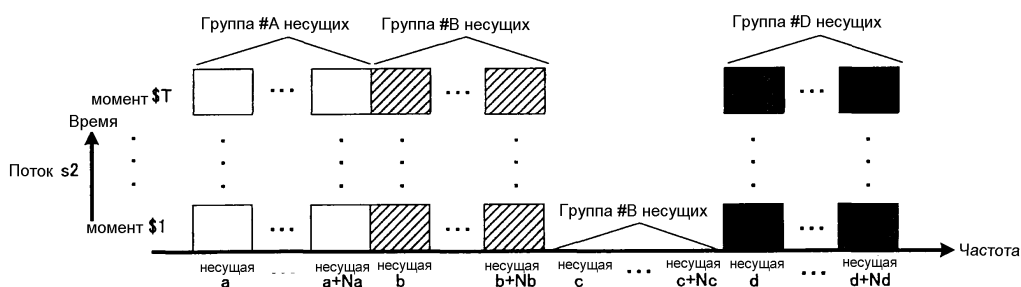
Фиг. 45А,В



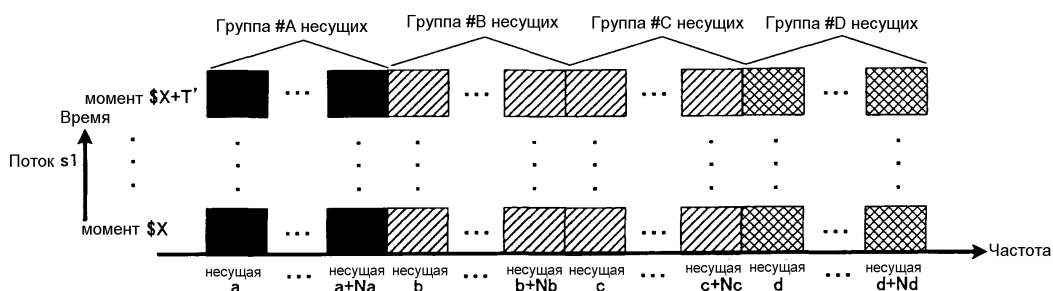
Фиг. 46А,В



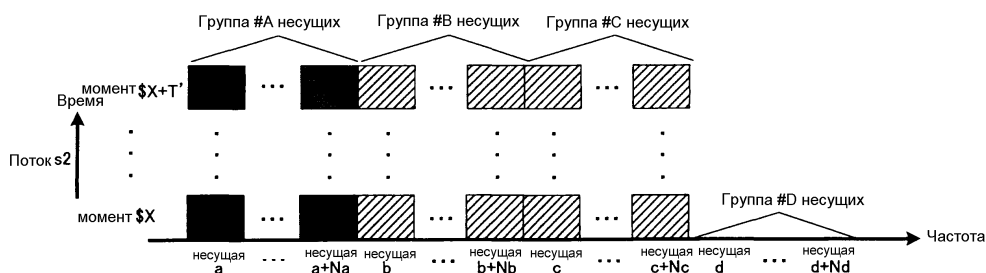
Фиг. 47А



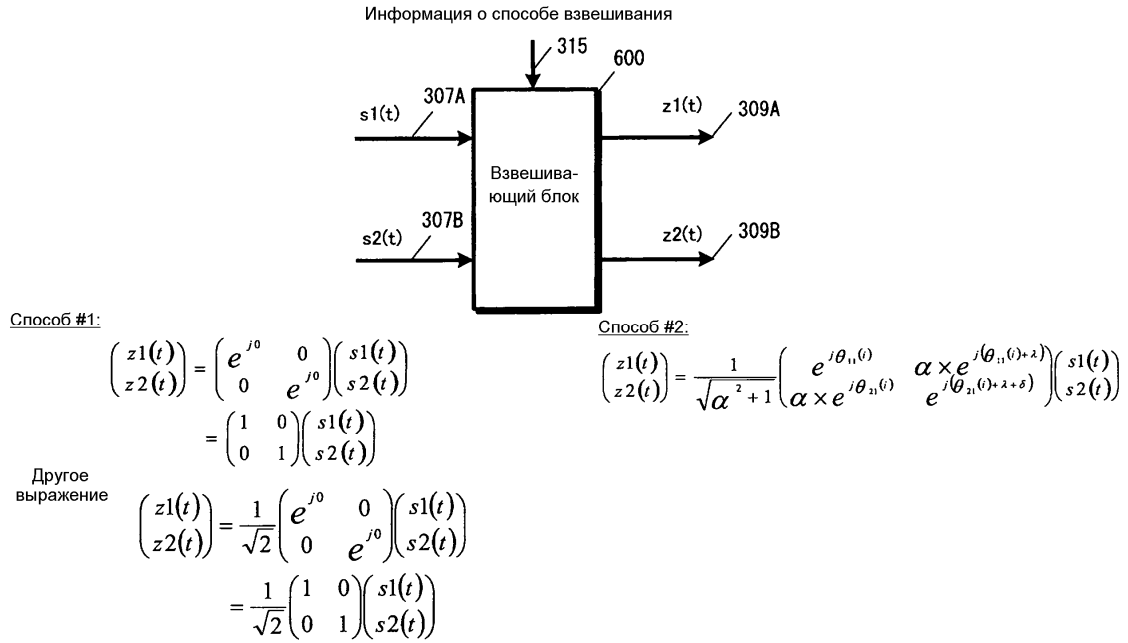
Фиг. 47В



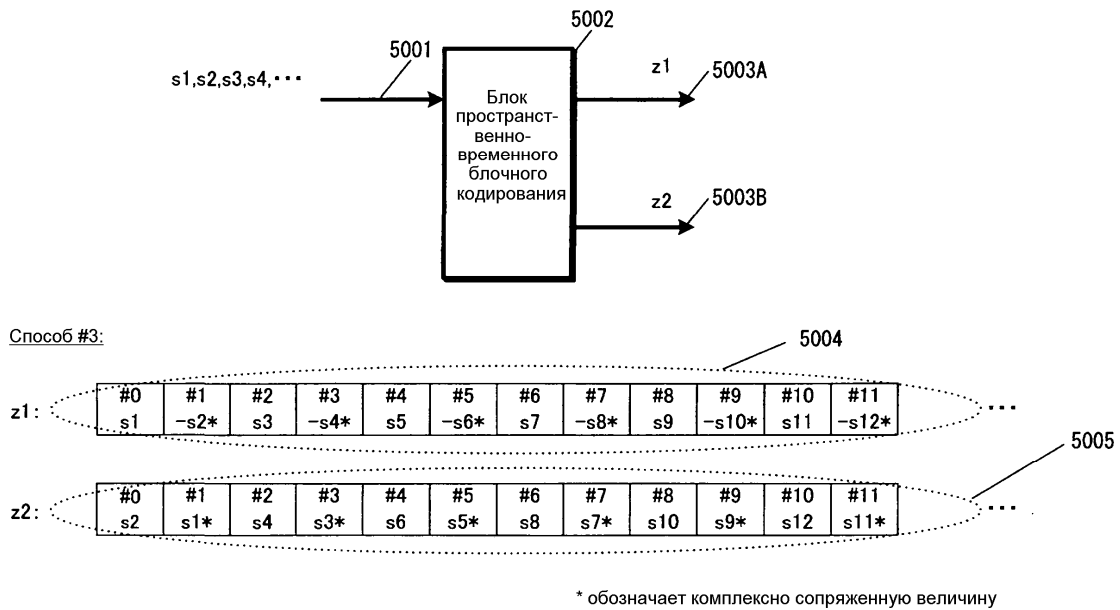
Фиг. 48А



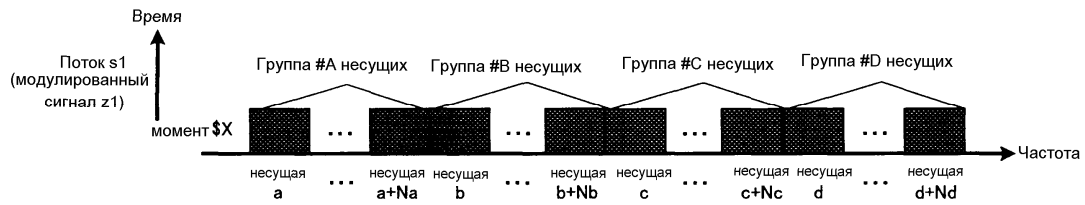
Фиг. 48В



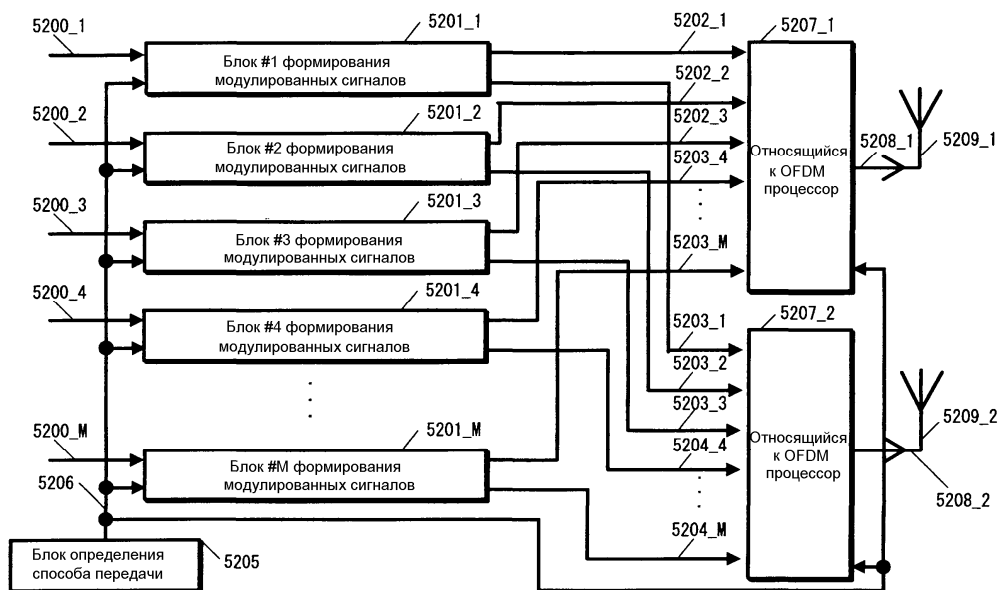
Фиг. 49



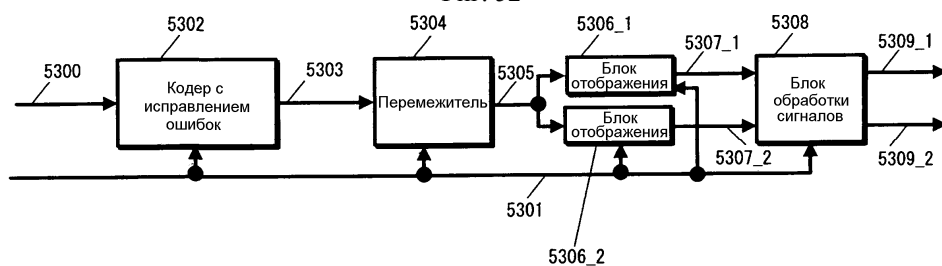
Фиг. 50



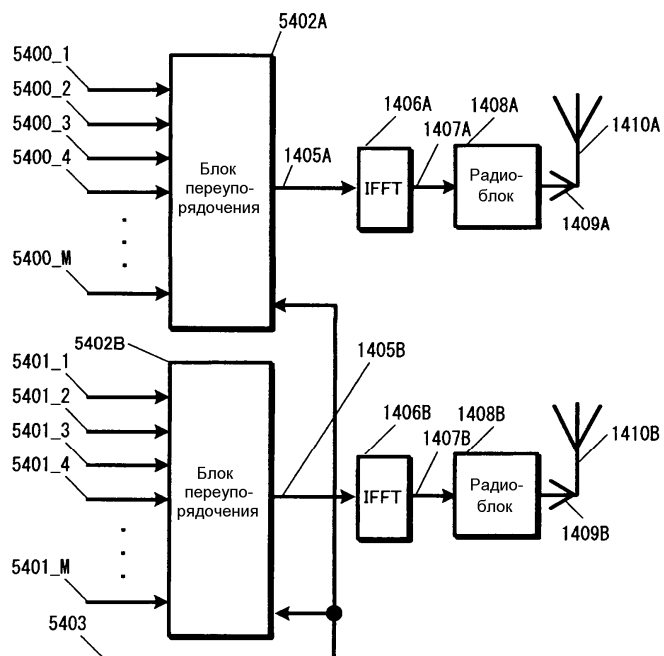
Фиг. 51



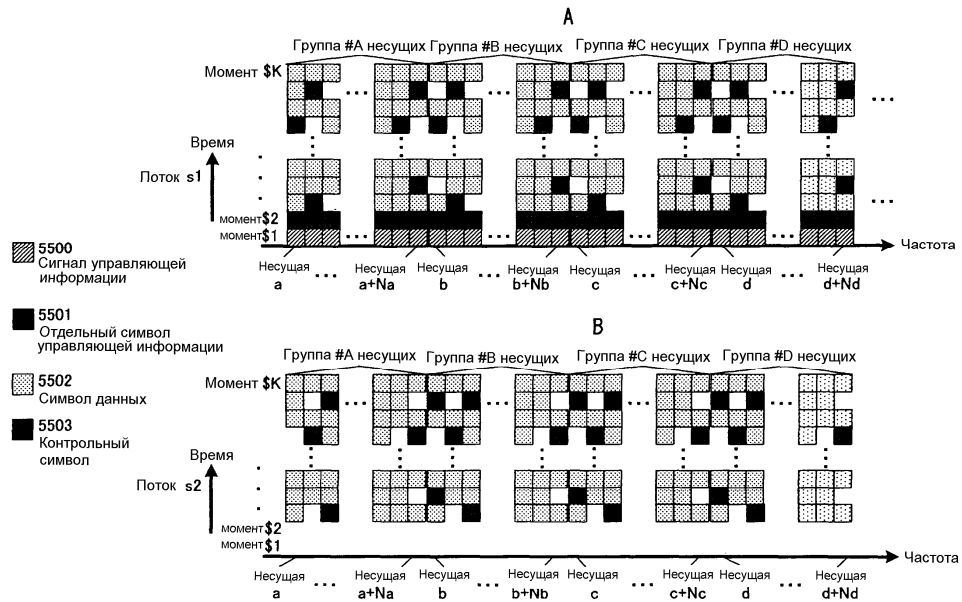
Фиг. 52



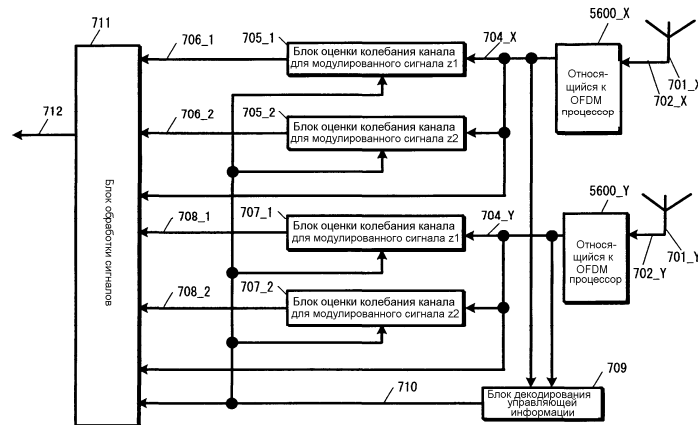
Фиг. 53



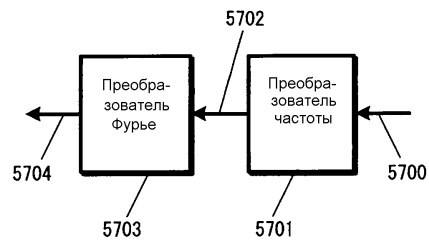
Фиг. 54



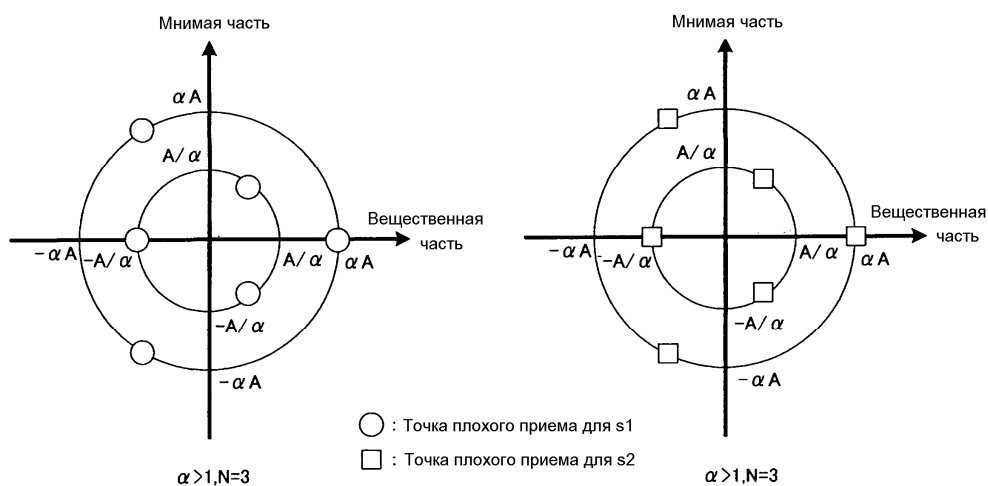
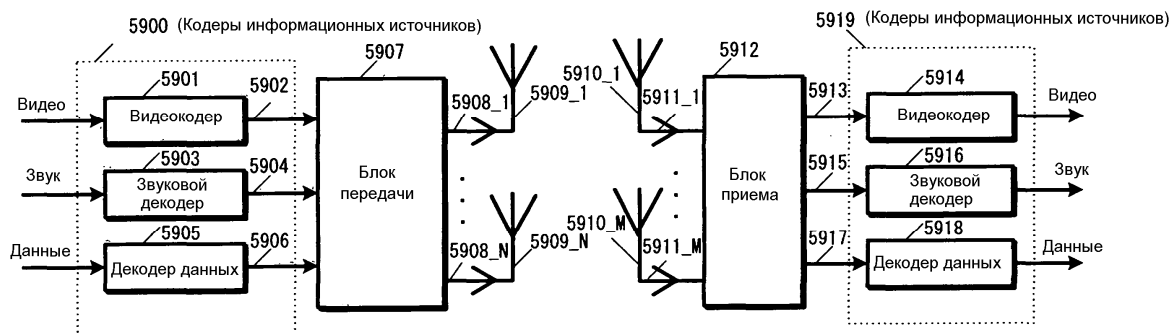
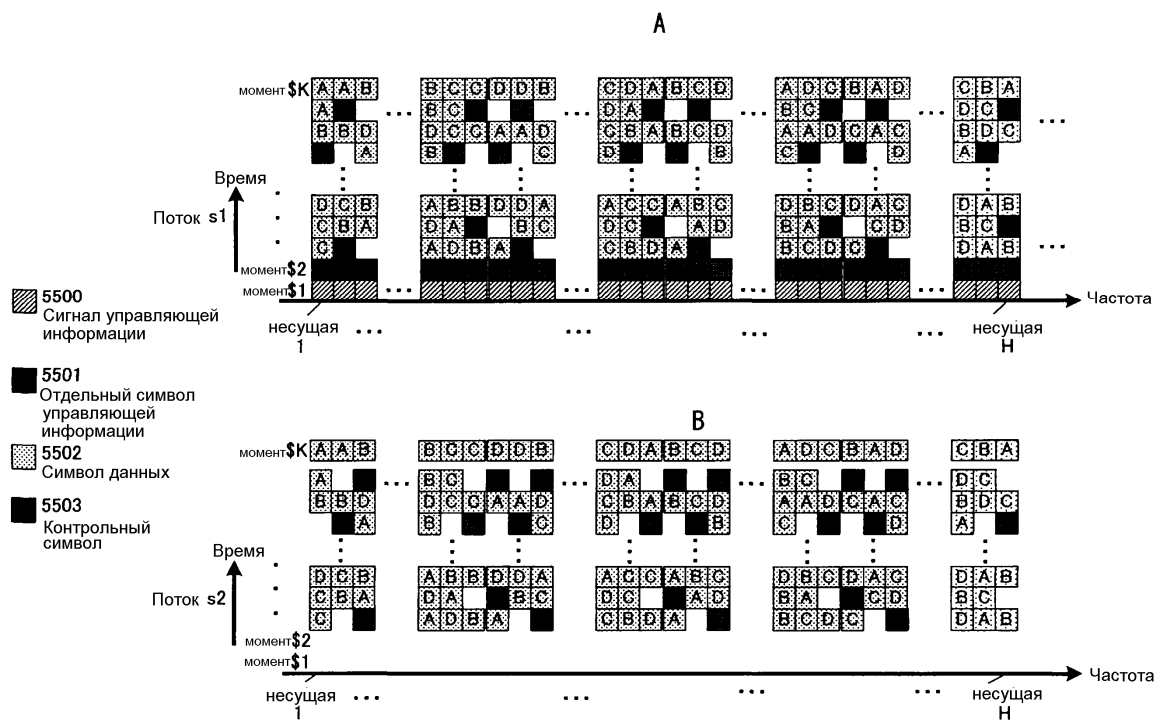
Фиг. 55

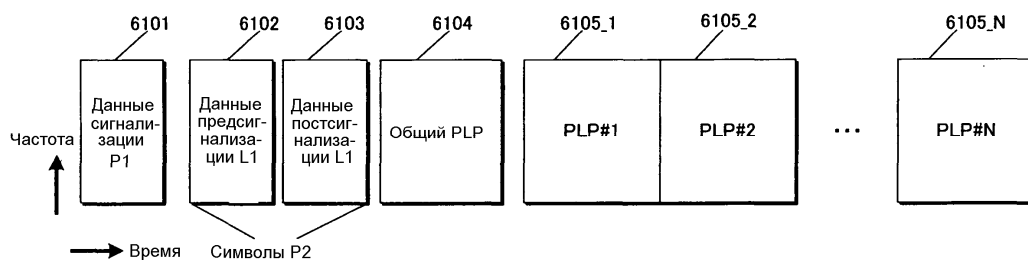


Фиг. 56

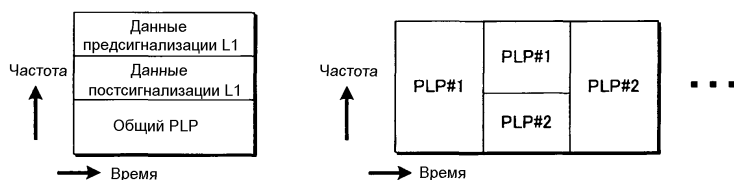


Фиг. 57

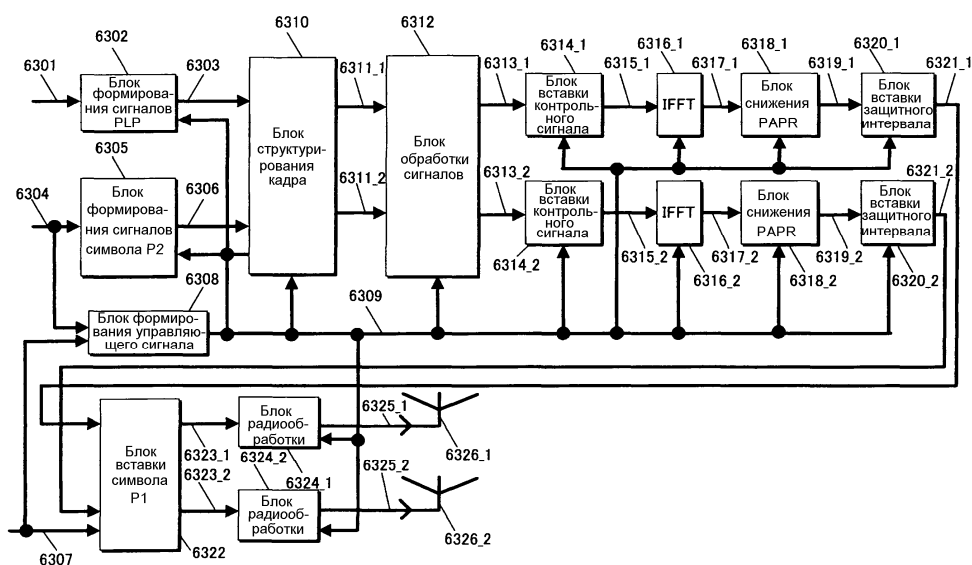




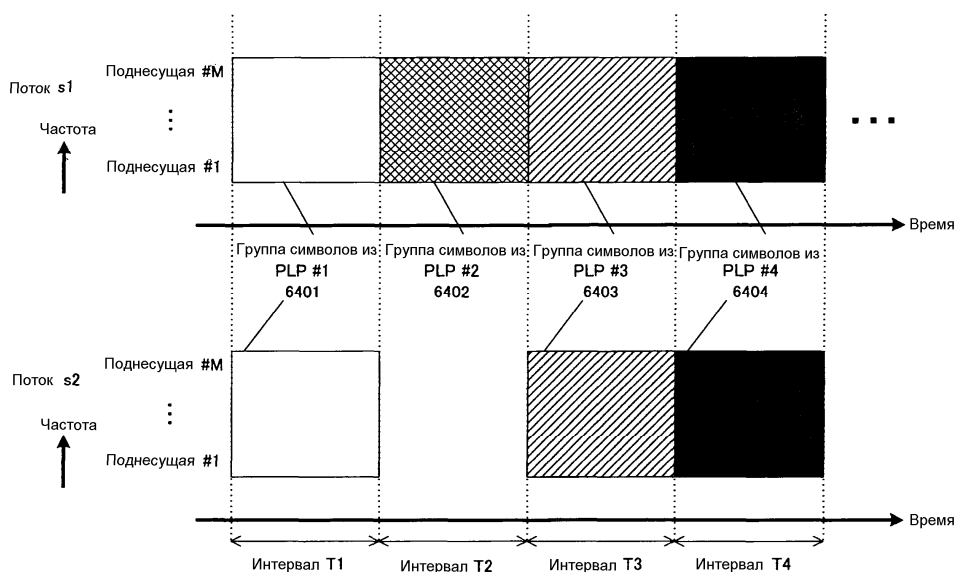
Фиг. 61



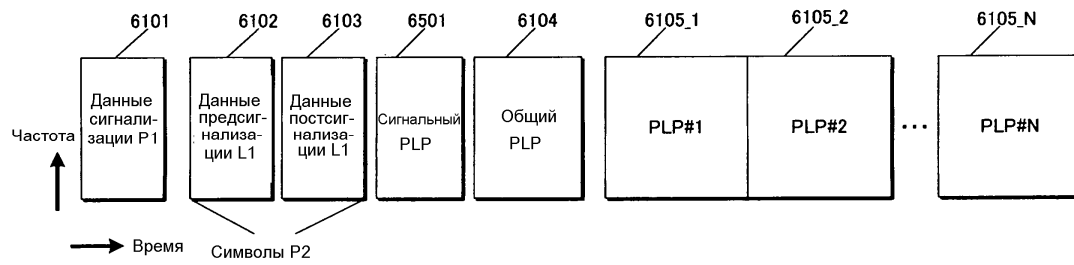
Фиг. 62



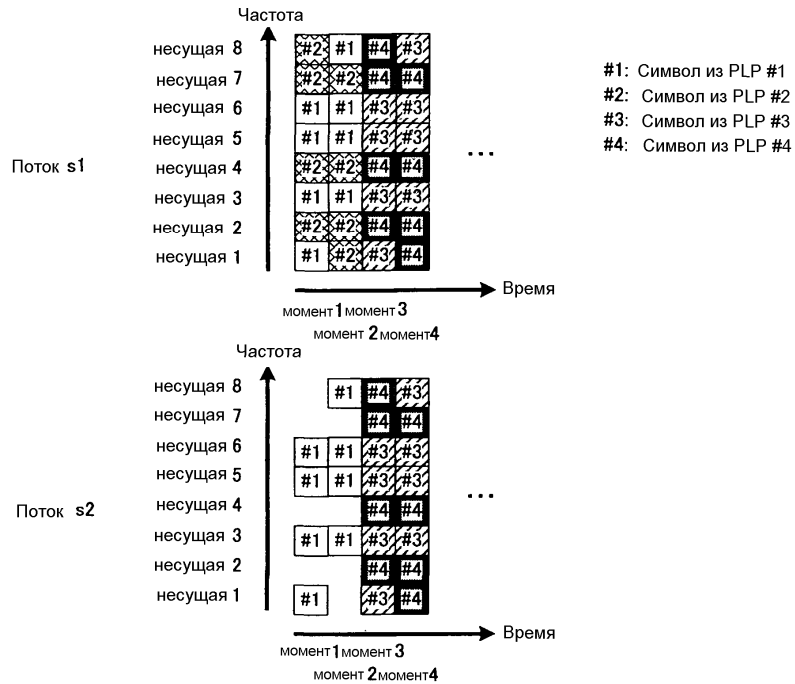
Фиг. 63



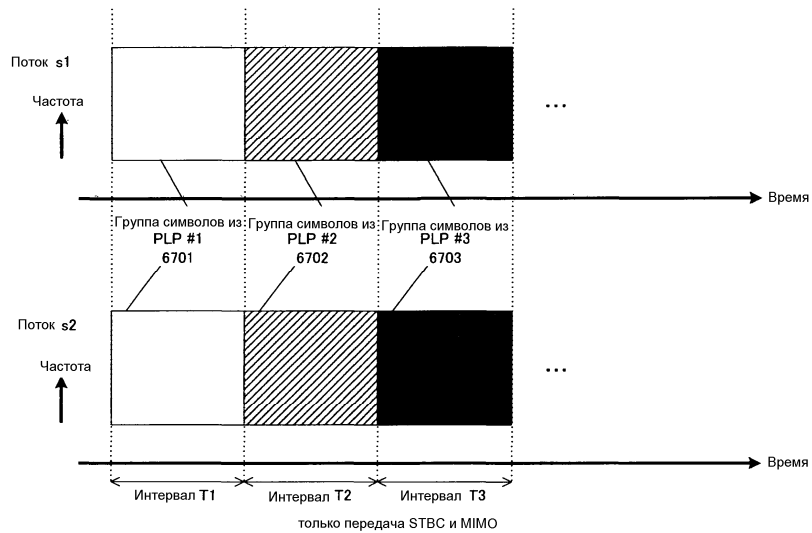
Фиг. 64



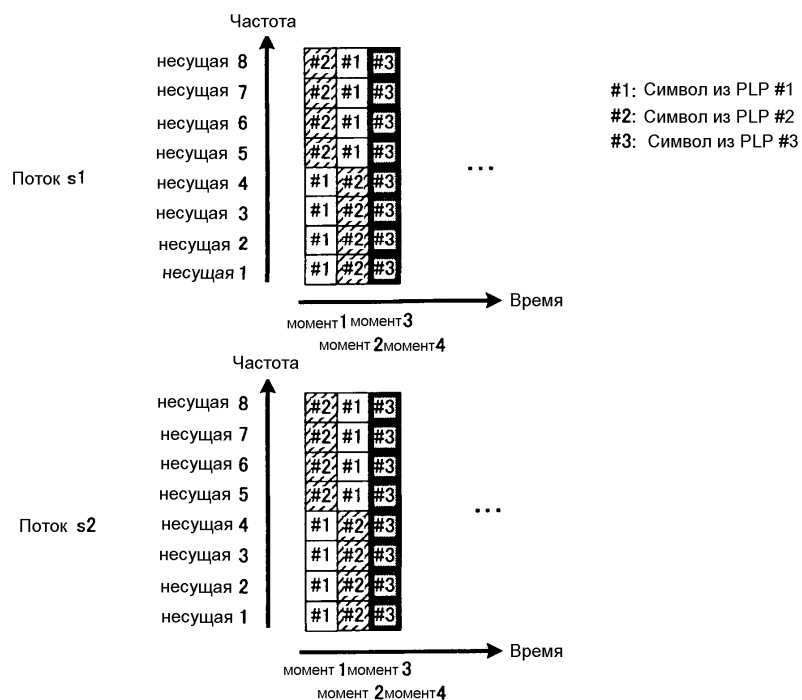
Фиг. 65



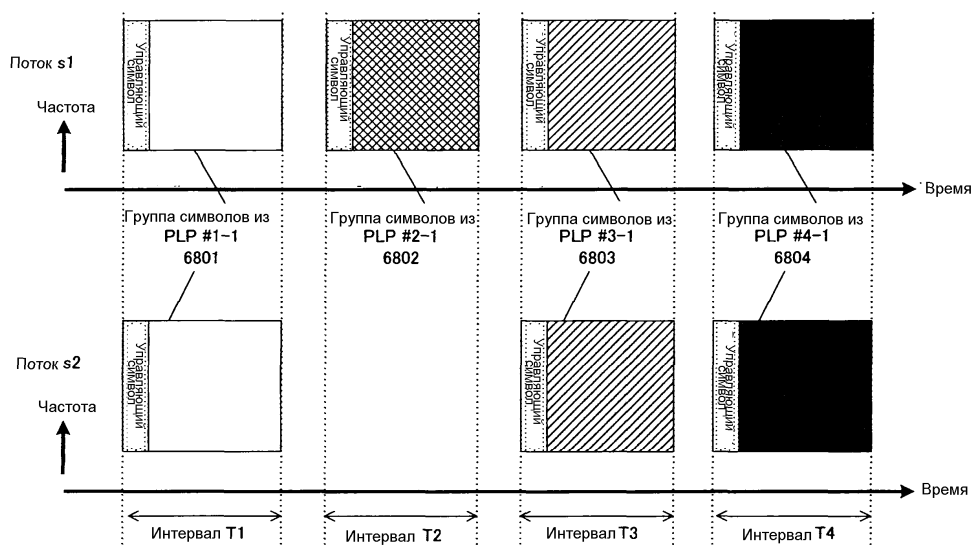
Фиг. 66



Фиг. 67

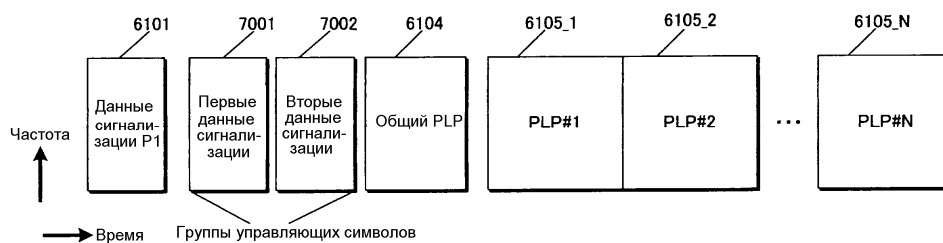


Фиг. 68

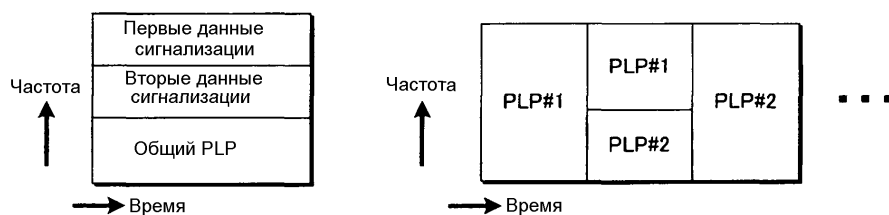


M-PLP не поддерживается

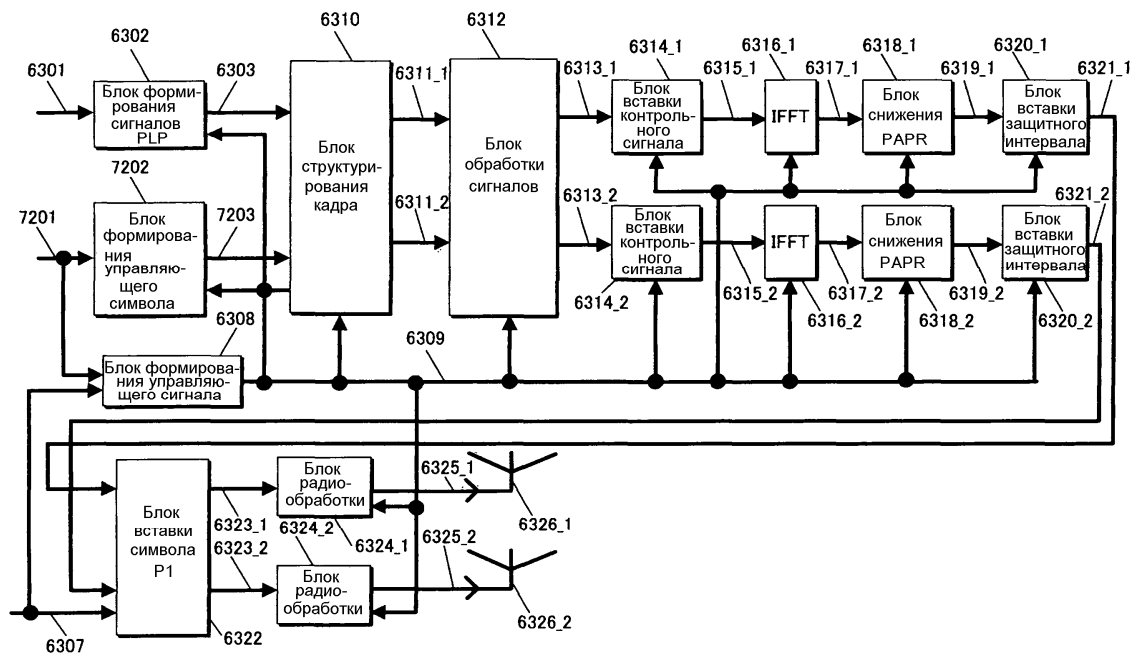
Фиг. 69



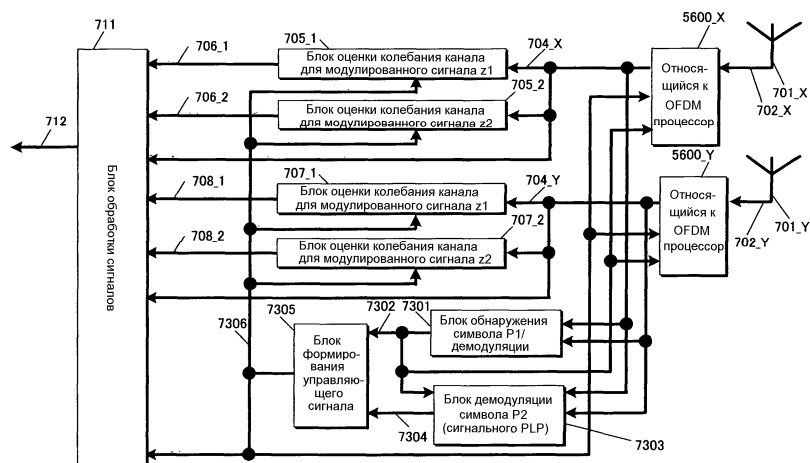
Фиг. 70



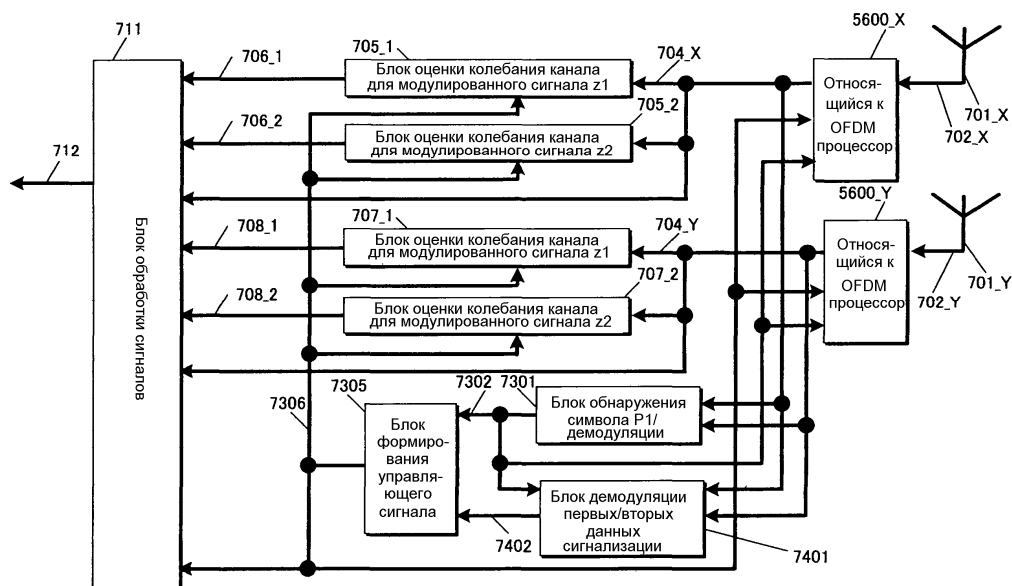
Фиг. 71



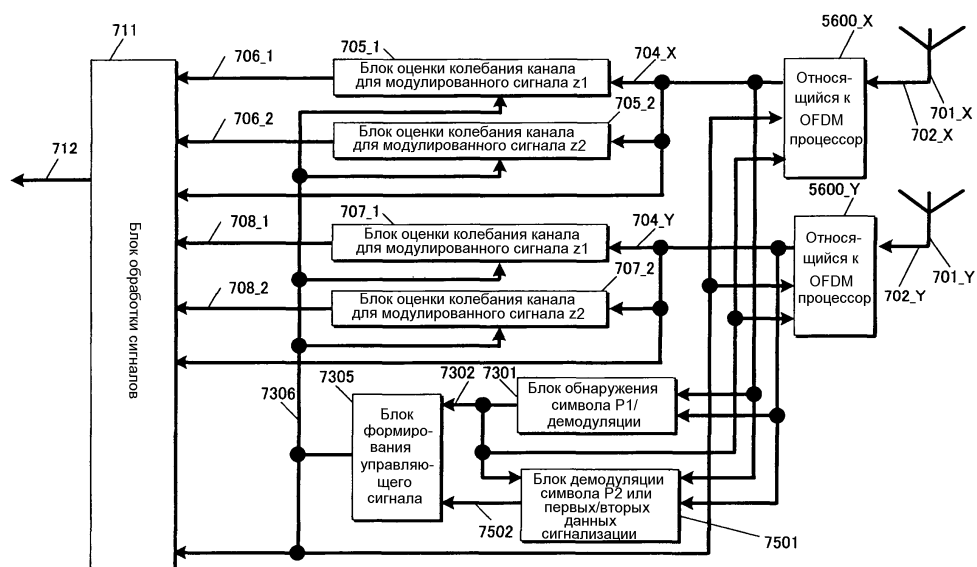
Фиг. 72



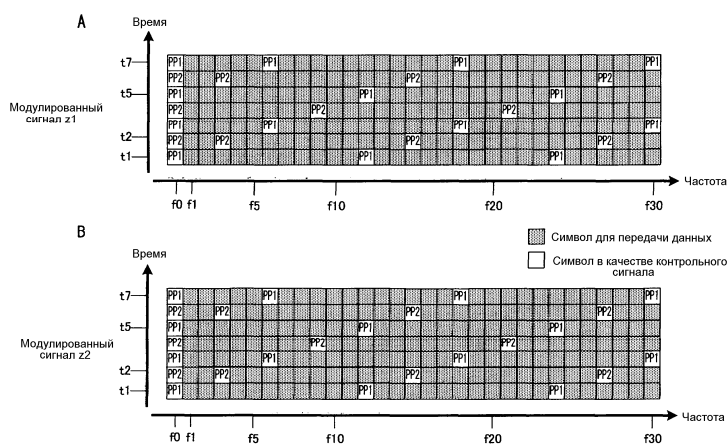
Фиг. 73



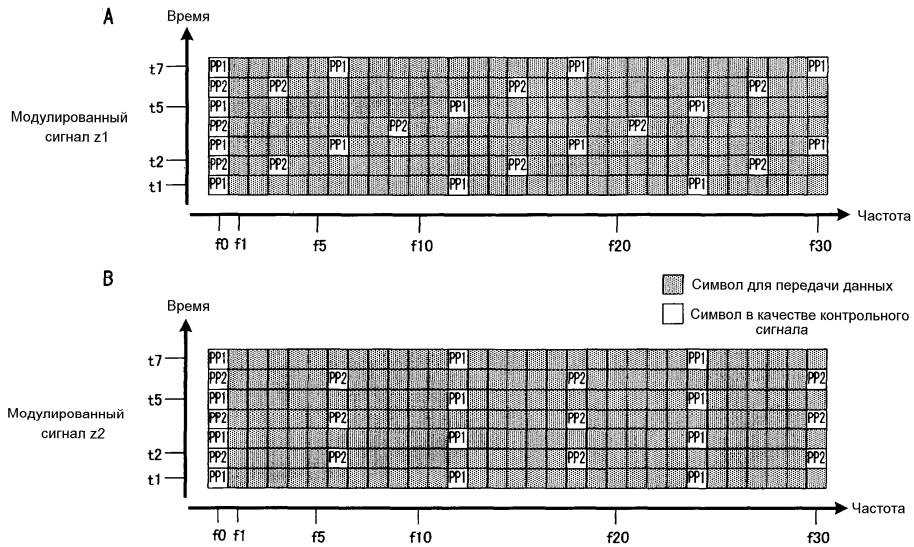
Фиг. 74



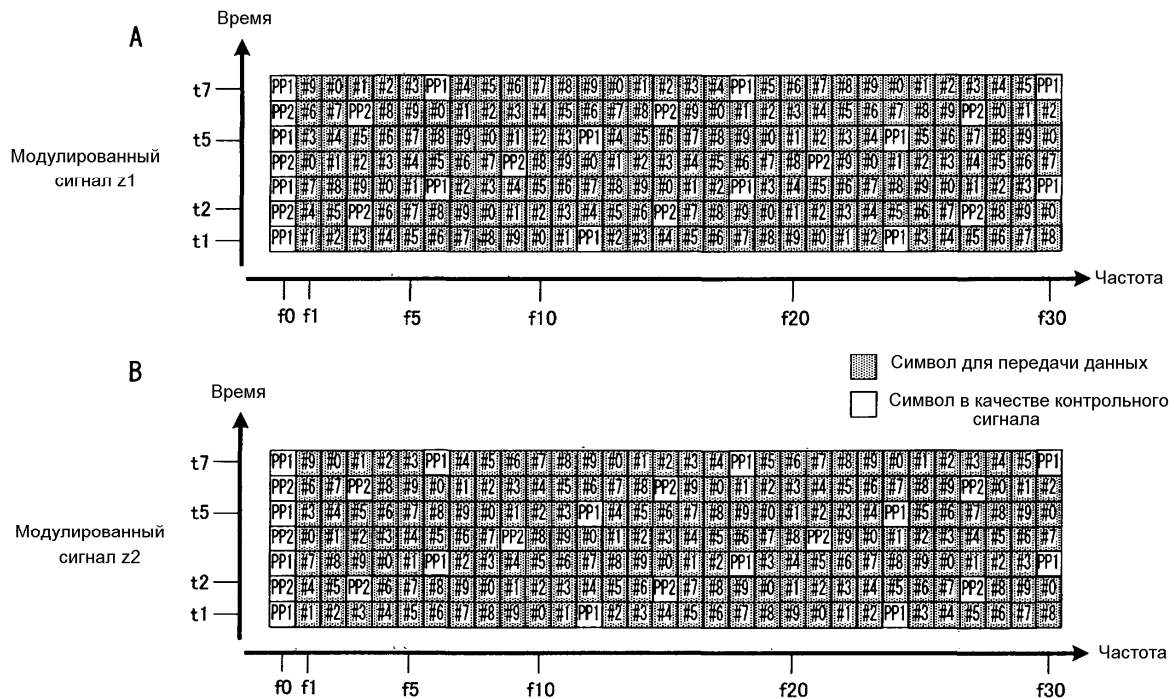
Фиг. 75



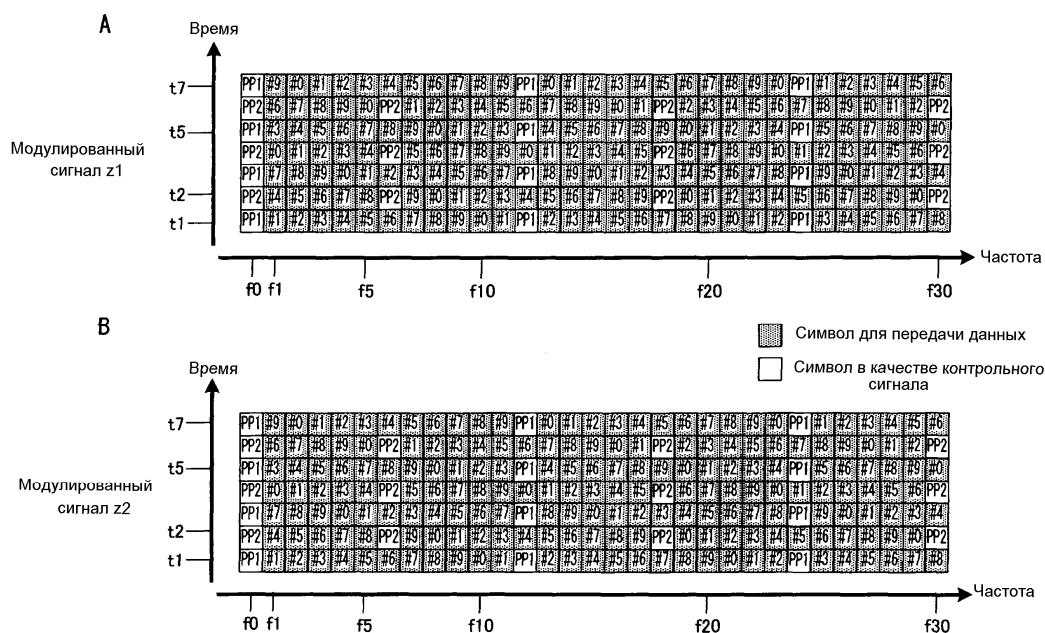
Фиг. 76



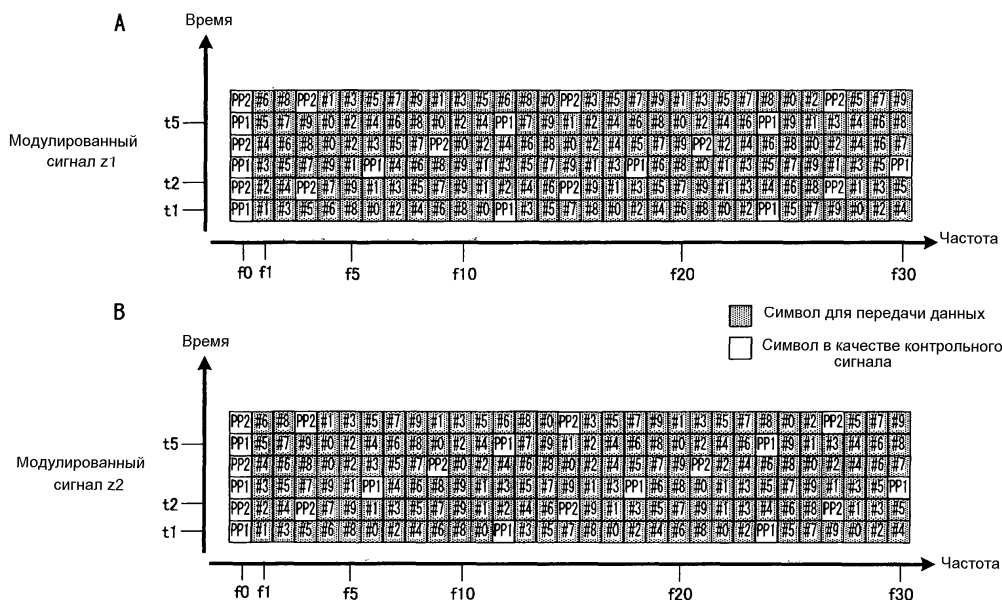
Фиг. 77



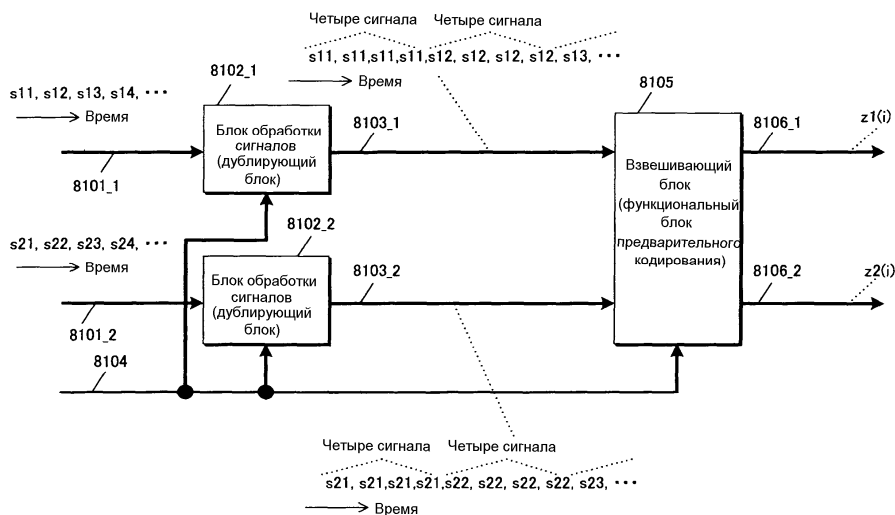
Фиг. 78



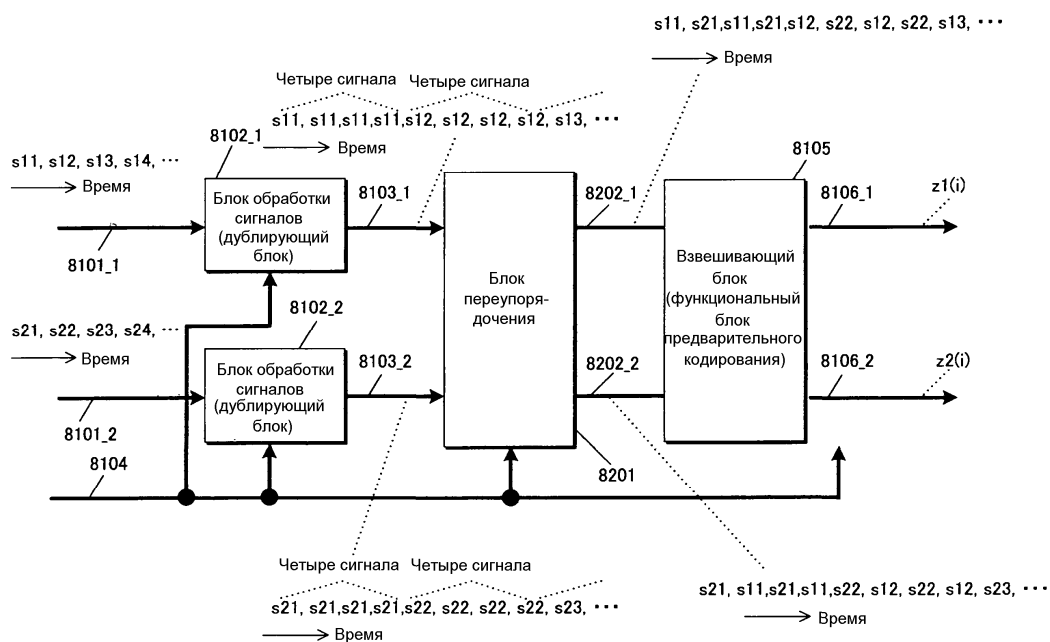
Фиг. 79



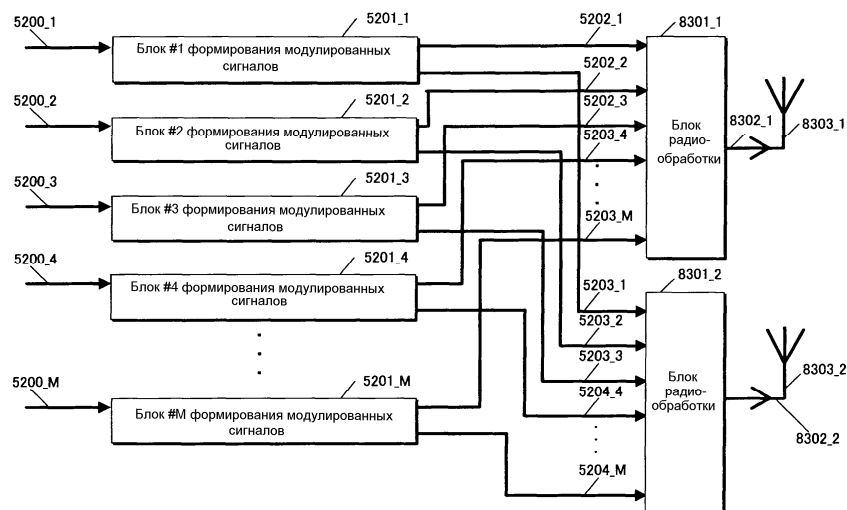
Фиг. 80



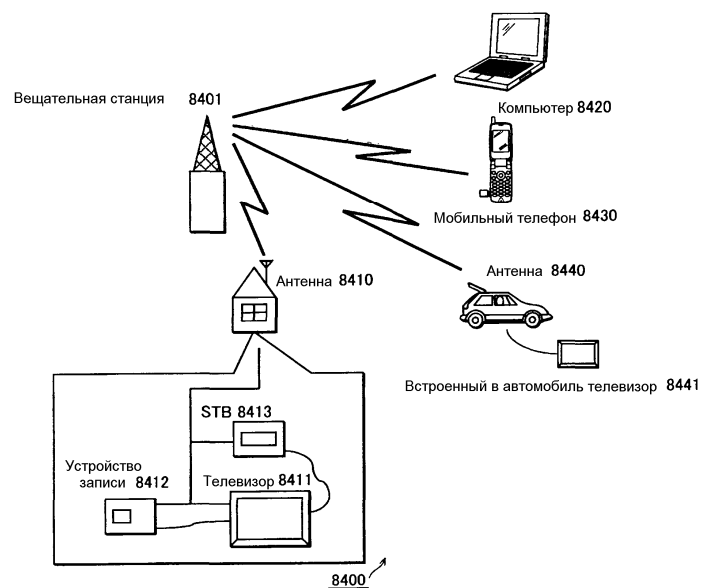
Фиг. 81



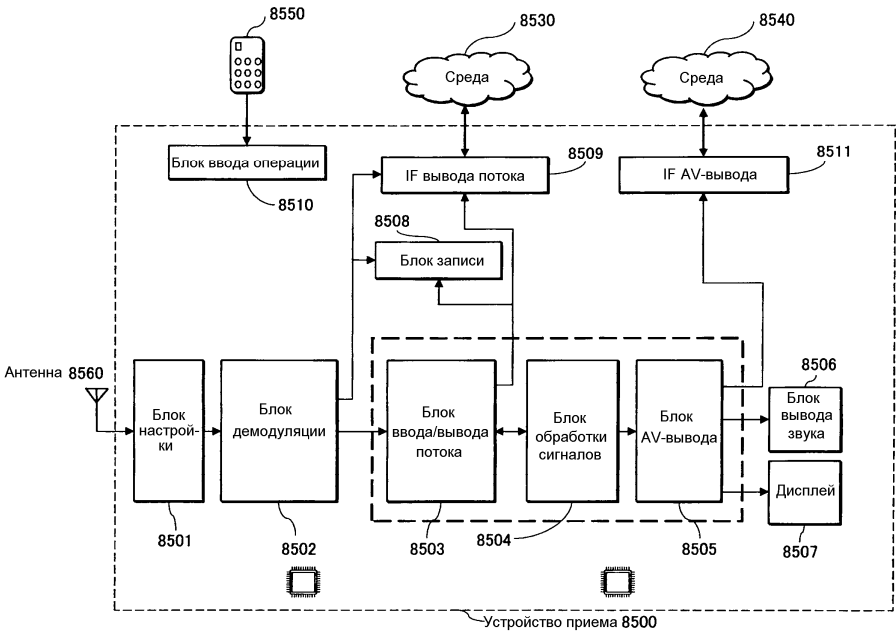
Фиг. 82



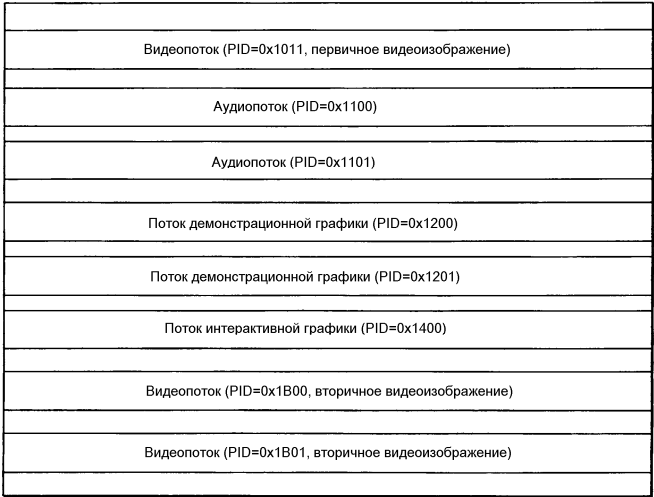
Фиг. 83



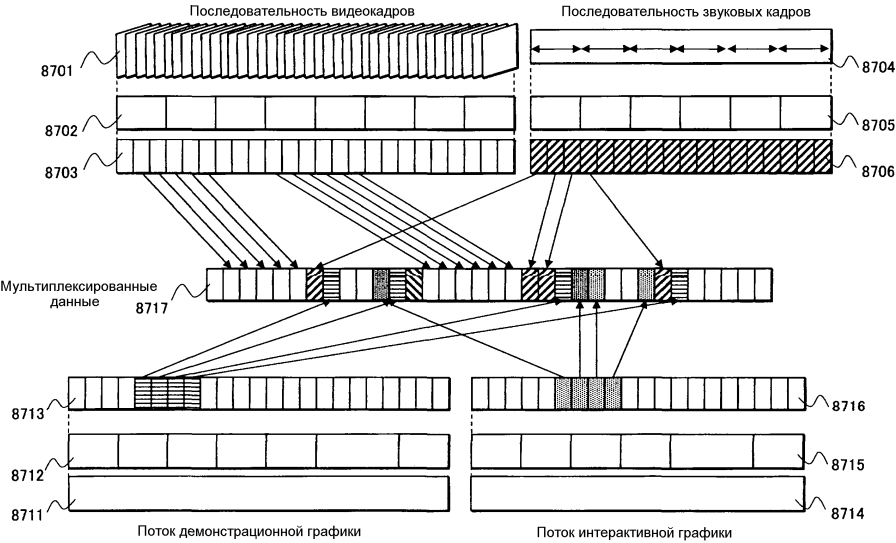
Фиг. 84



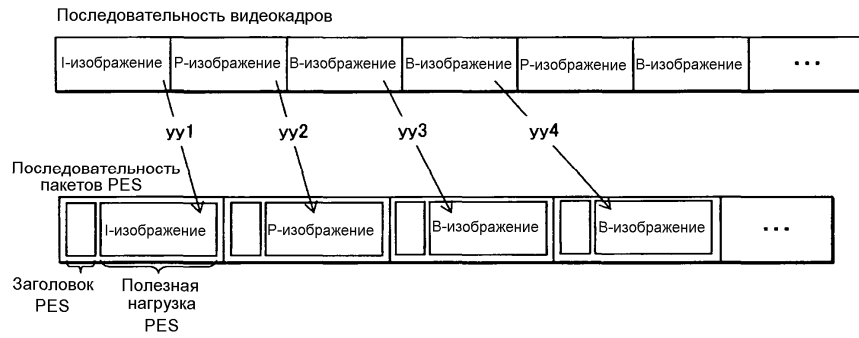
Фиг. 85



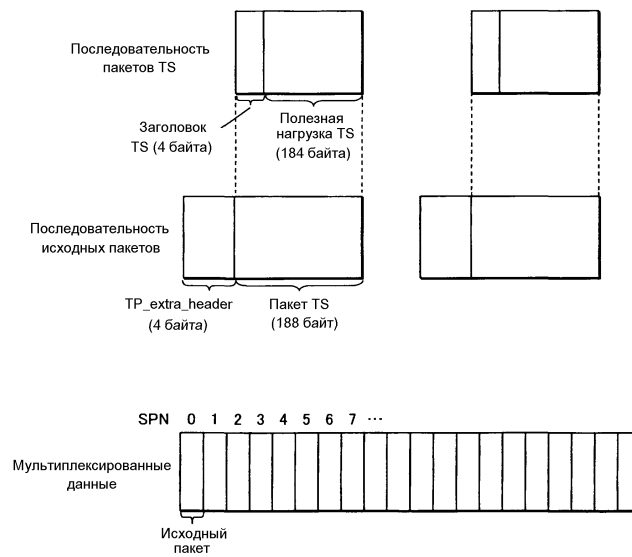
Фиг. 86



Фиг. 87

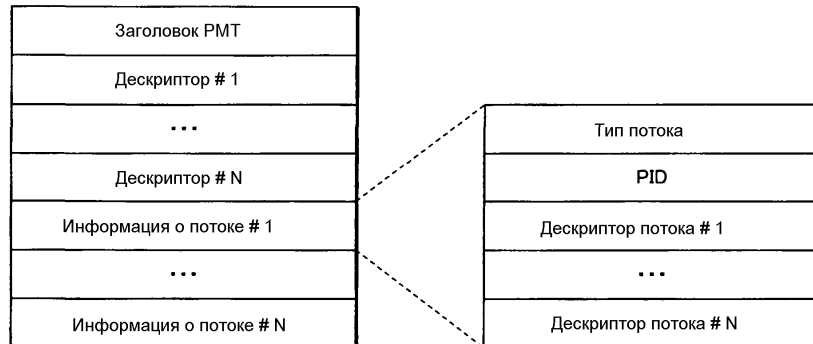


Фиг. 88

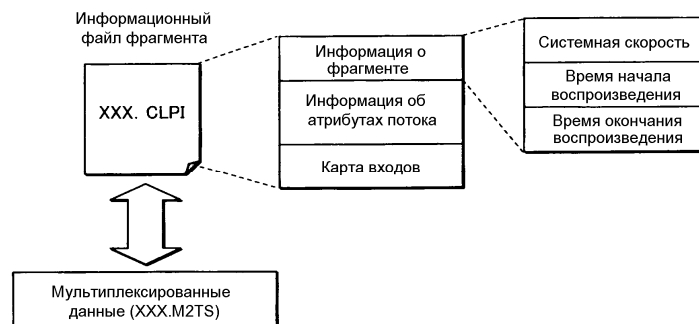


Фиг. 89

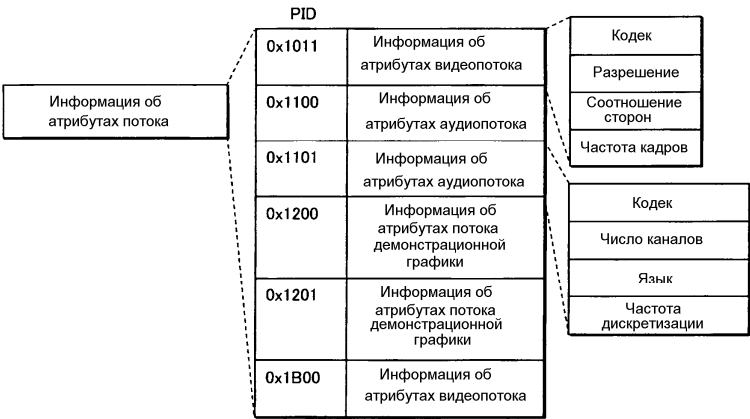
Структура данных PMT



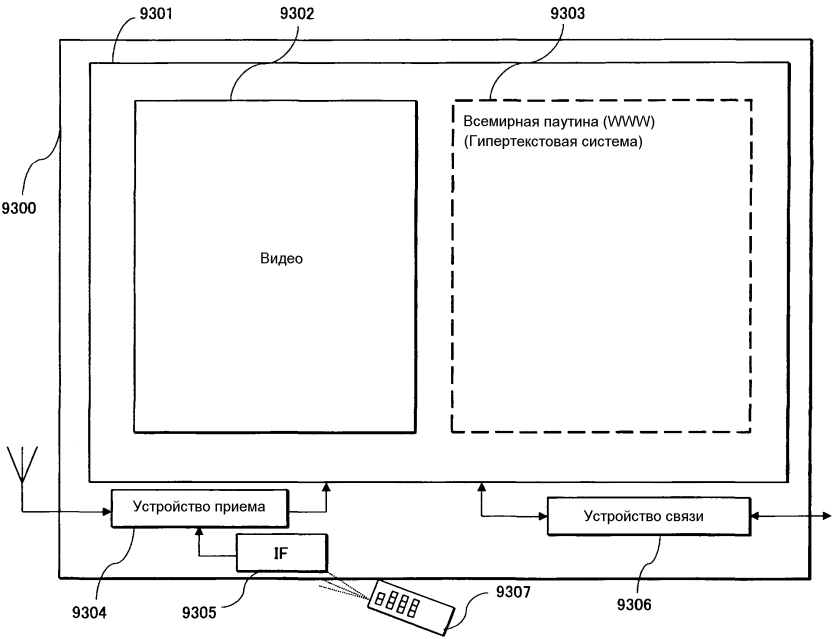
Фиг. 90



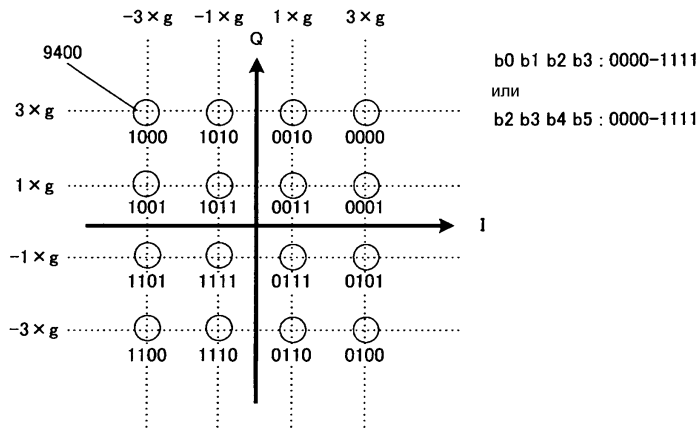
Фиг. 91



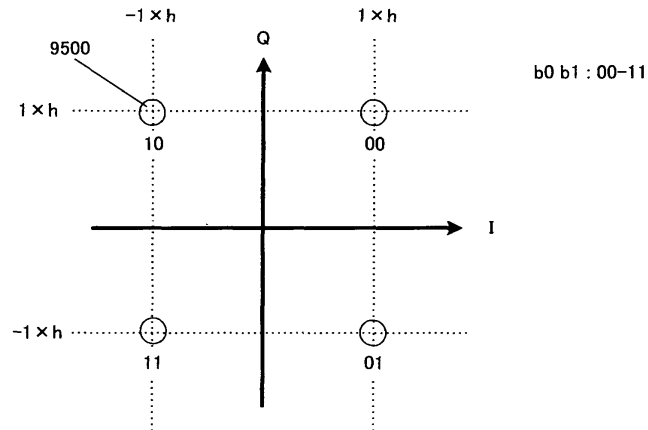
Фиг. 92



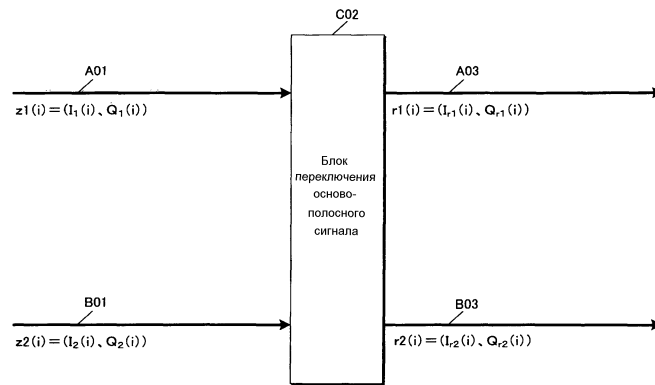
Фиг. 93



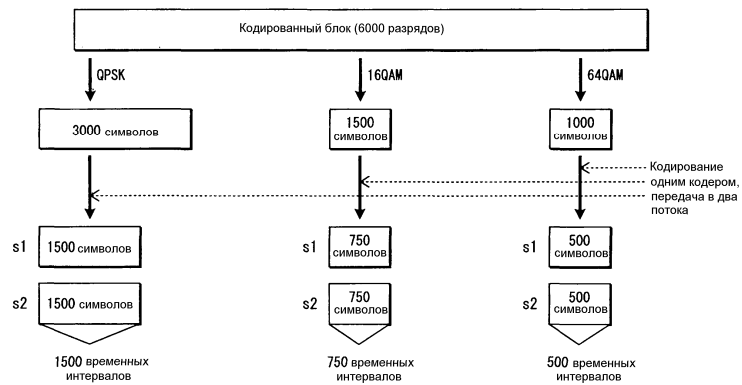
Фиг. 94



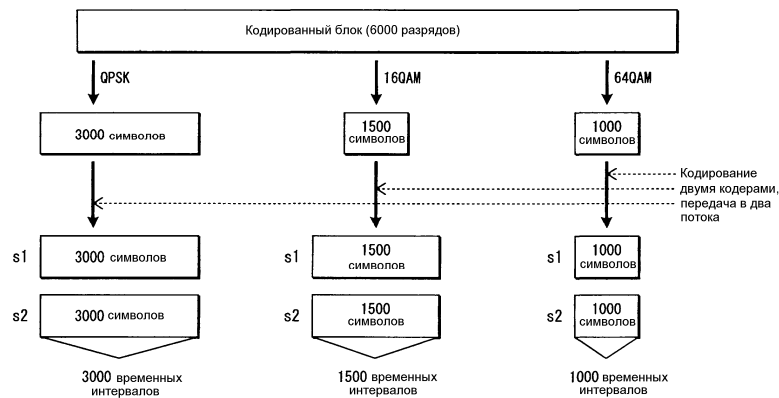
Фиг. 95



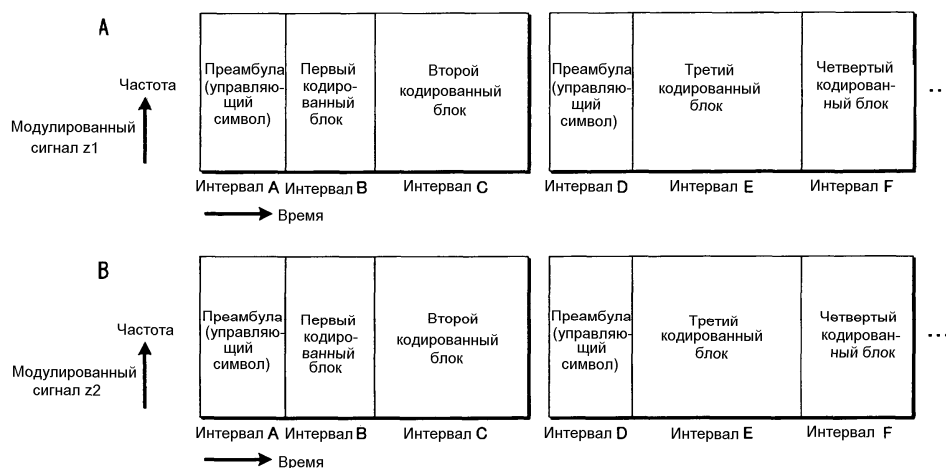
Фиг. 96



Фиг. 97

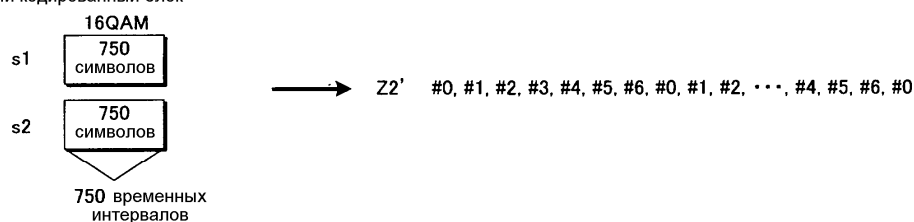


Фиг. 98

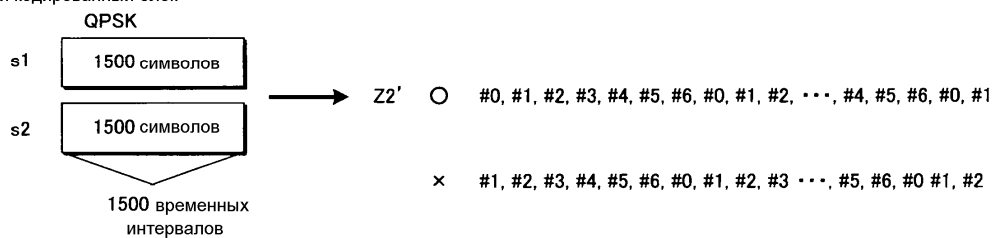


Фиг. 99

Первый кодированный блок

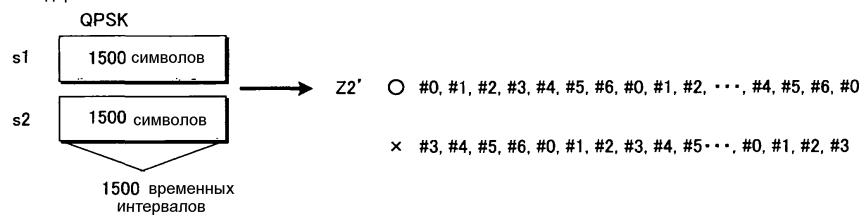


Второй кодированный блок

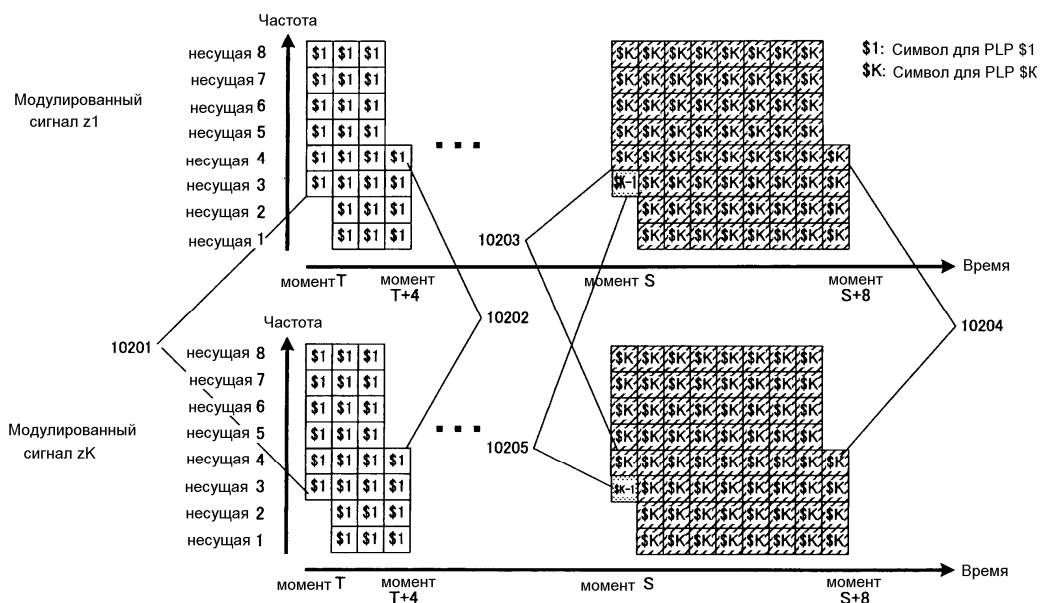


Фиг. 100

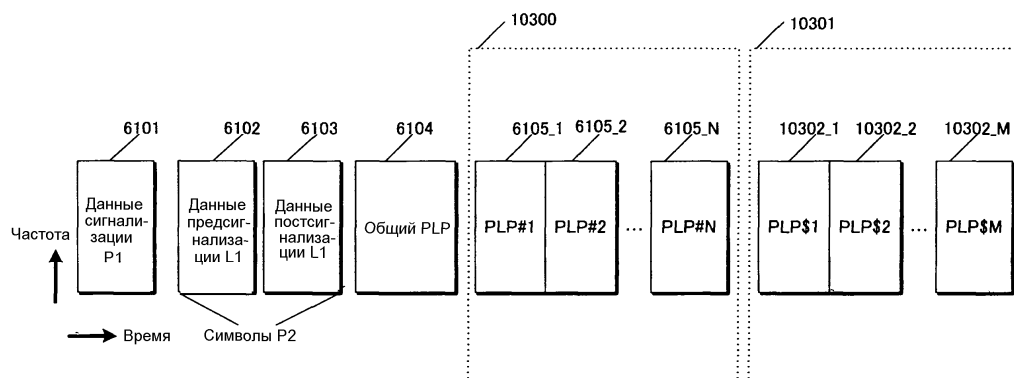
Третий кодированный блок



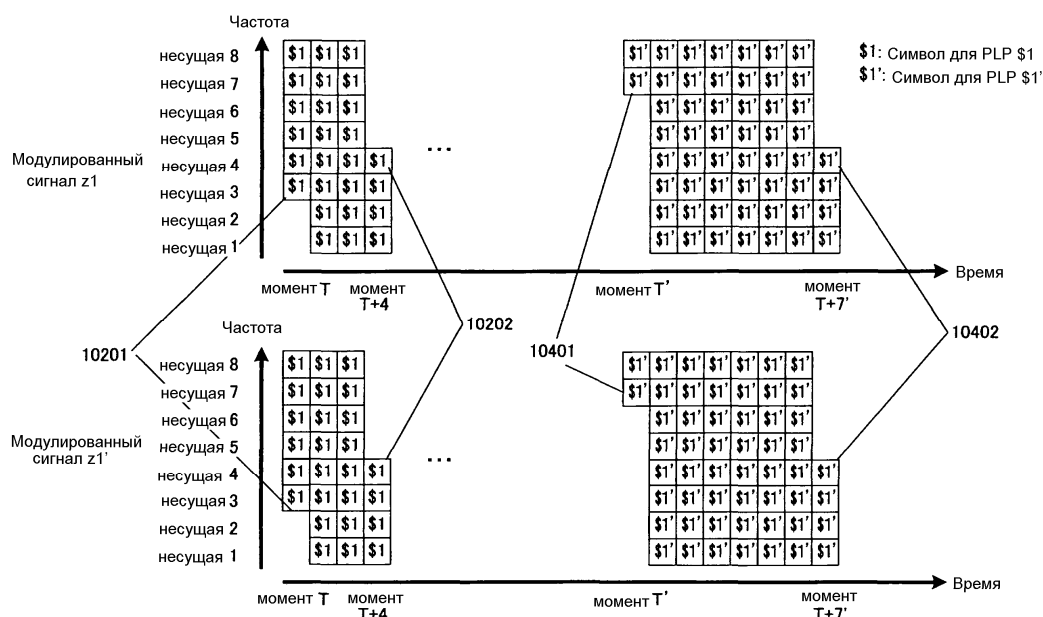
Фиг. 101



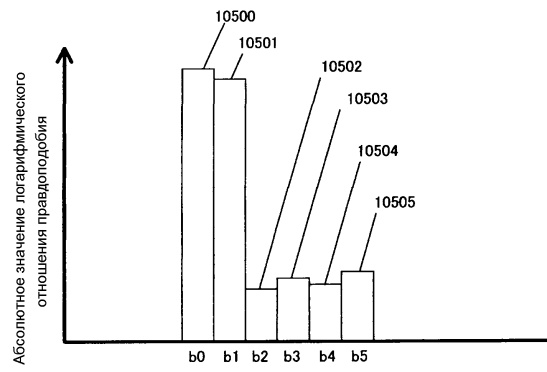
Фиг. 102



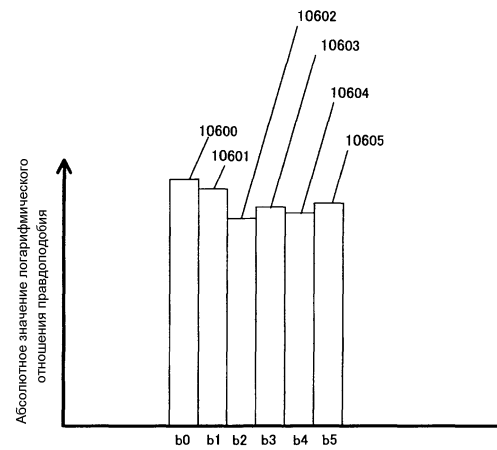
Фиг. 103



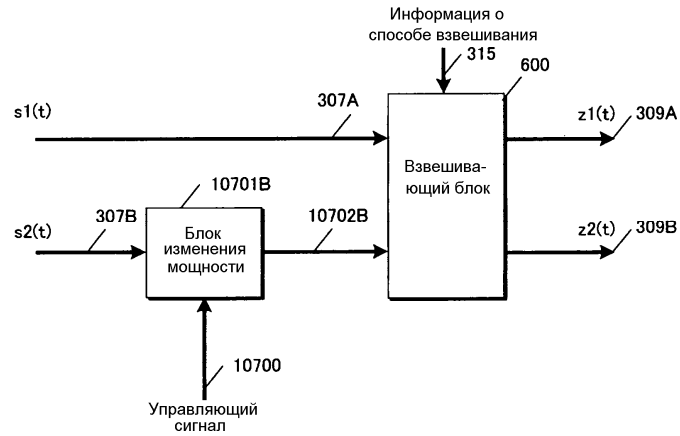
Фиг. 104



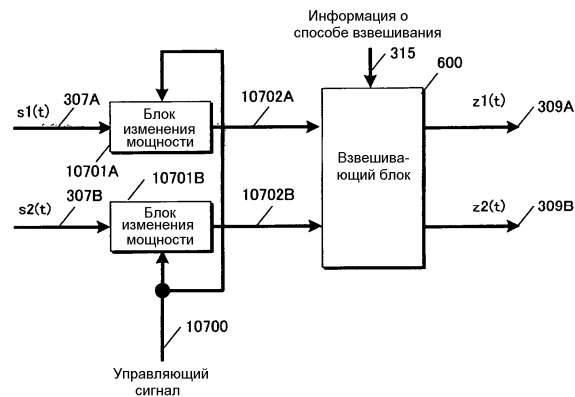
Фиг. 105



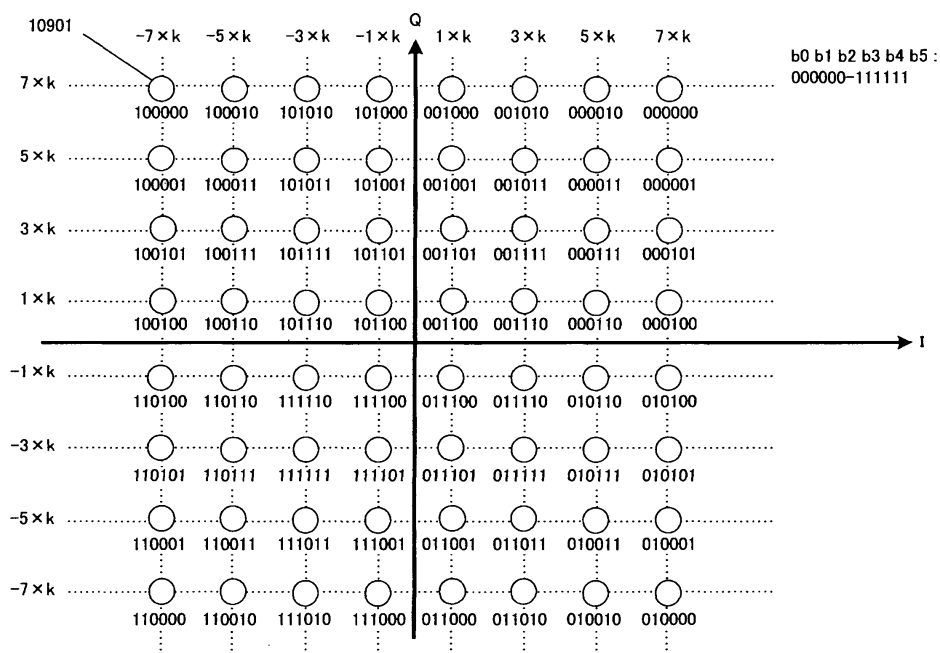
Фиг. 106



Фиг. 107



Фиг. 108



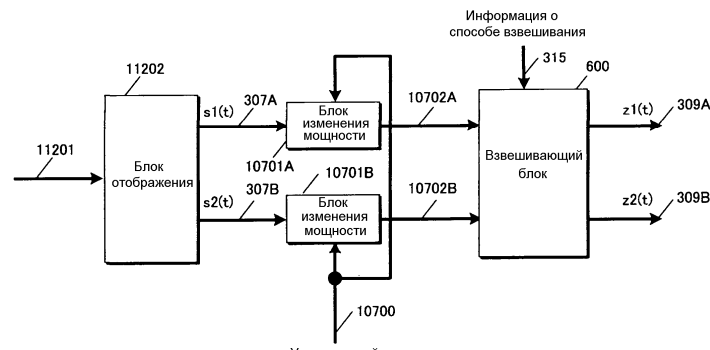
ФИГ. 109

$s_1(t)$	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	...	
$s_2(t)$	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	...	
Блок изменения мощности (10701A)	$v=a$	$v=a$	$v=a$	$v=b$	$v=b$	$v=b$	$v=a$	$v=a$	$v=a$	$v=b$	$v=b$	$v=b$	...	
Блок изменения мощности (10701B)	$u=b$	$u=b$	$u=b$	$u=a$	$u=a$	$u=a$	$u=b$	$u=b$	$u=b$	$u=a$	$u=a$	$u=a$	...	
Матрица предварительного кодирования	$F[0]$	$F[1]$	$F[2]$	$F[0]$	$F[1]$	$F[2]$	$F[0]$	$F[1]$	$F[2]$	$F[0]$	$F[1]$	$F[2]$	...	
Время (частота)	$t=0$ ($f=f_0$)	$t=1$ ($f=f_1$)	$t=2$ ($f=f_2$)	$t=3$ ($f=f_3$)	$t=4$ ($f=f_4$)	$t=5$ ($f=f_5$)	$t=6$ ($f=f_6$)	$t=7$ ($f=f_7$)	$t=8$ ($f=f_8$)	$t=9$ ($f=f_9$)	$t=10$ ($f=f_{10}$)	$t=11$ ($f=f_{11}$)	...	

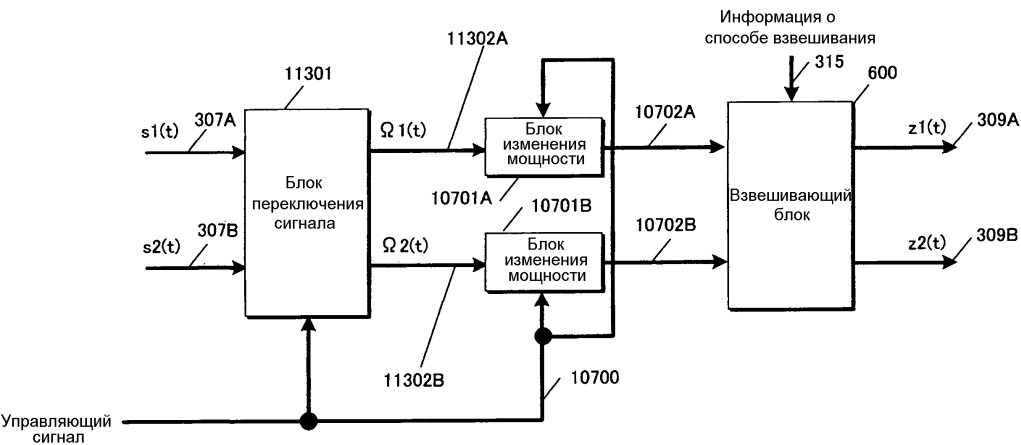
Фиг. 110

$s_1(t)$	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	...
$s_2(t)$	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	...
Блок изменения мощности (10701A)	v=a	v=b	v=a	v=b	v=a	v=b	v=a	v=b	v=a	v=b	v=a	v=b	...
Блок изменения мощности (10701B)	u=b	u=a	u=b	u=a	u=b	u=a	u=b	u=a	u=b	u=a	u=b	u=a	...
Матрица предварительного кодирования	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	...
Время (частота)	t=0 (f=f0)	t=1 (f=f1)	t=2 (f=f2)	t=3 (f=f3)	t=4 (f=f4)	t=5 (f=f5)	t=6 (f=f6)	t=7 (f=f7)	t=8 (f=f8)	t=9 (f=f9)	t=10 (f=f10)	t=11 (f=f11)	...

Фиг. 111



Фиг. 112



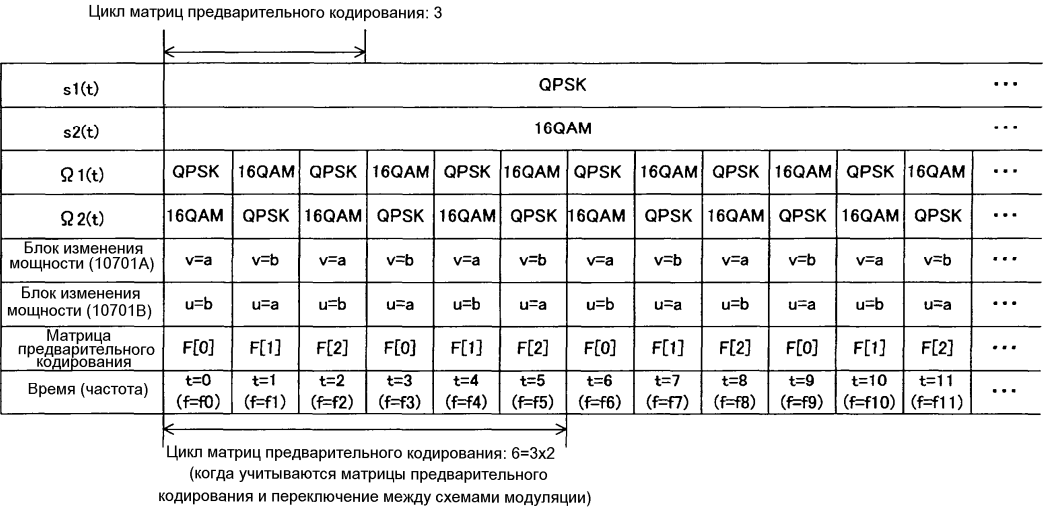
Фиг. 113

Цикл матриц предварительного кодирования: 3

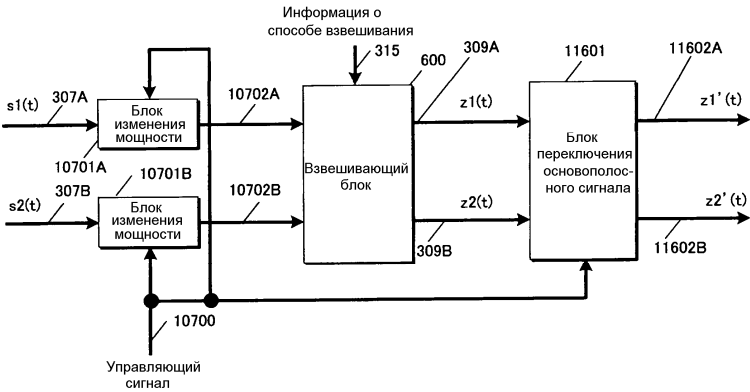
s1(t)	QPSK												...
s2(t)	16QAM												...
Ω 1(t)	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	...
Ω 2(t)	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	...
Блок изменения мощности (10701A)	v=a	v=a	v=a	v=b	v=b	v=b	v=a	v=a	v=a	v=b	v=b	v=b	...
Блок изменения мощности (10701B)	u=b	u=b	u=b	u=a	u=a	u=a	u=b	u=b	u=b	u=a	u=a	u=a	...
Матрица предварительного кодирования	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	...
Время (частота)	t=0 (f=f0)	t=1 (f=f1)	t=2 (f=f2)	t=3 (f=f3)	t=4 (f=f4)	t=5 (f=f5)	t=6 (f=f6)	t=7 (f=f7)	t=8 (f=f8)	t=9 (f=f9)	t=10 (f=f10)	t=11 (f=f11)	...

Цикл матриц предварительного кодирования: 6=3x2
(когда учитываются матрицы предварительного кодирования и переключение между схемами модуляции)

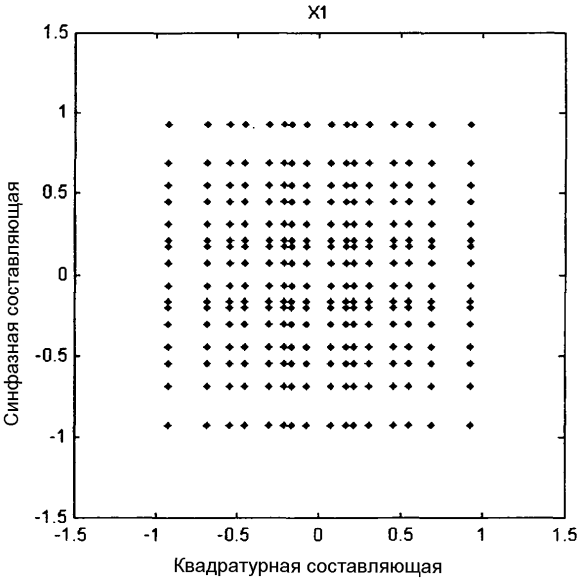
Фиг. 114



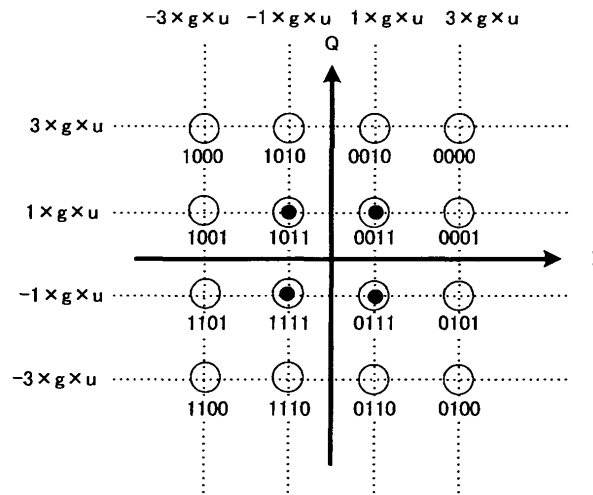
Фиг. 115



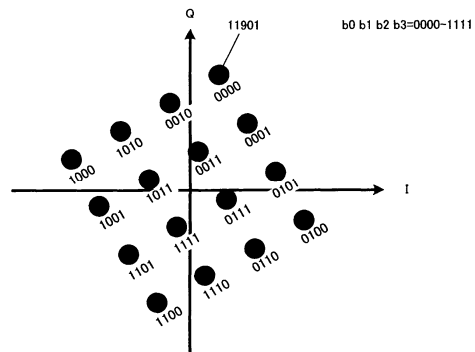
Фиг. 116



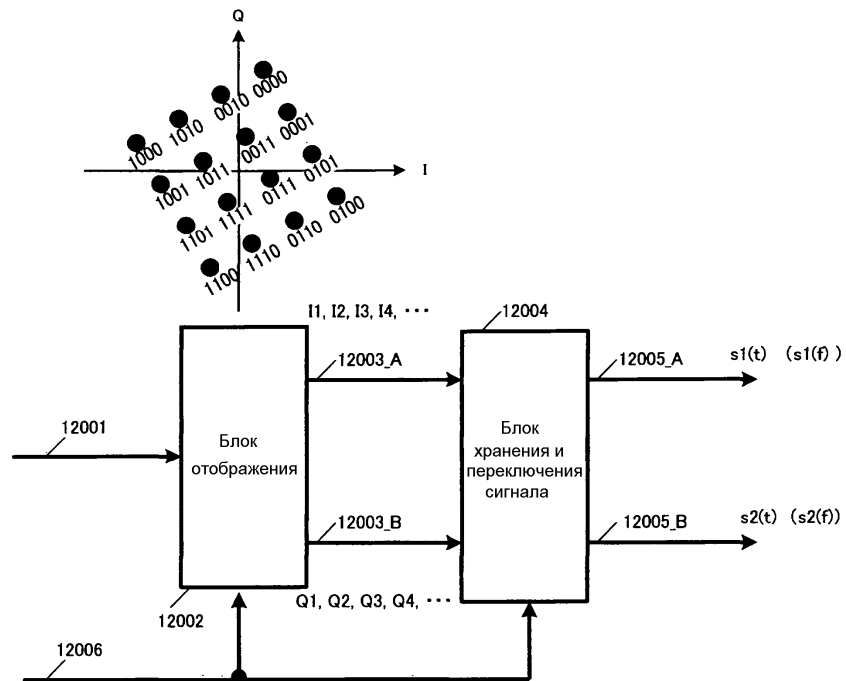
Фиг. 117



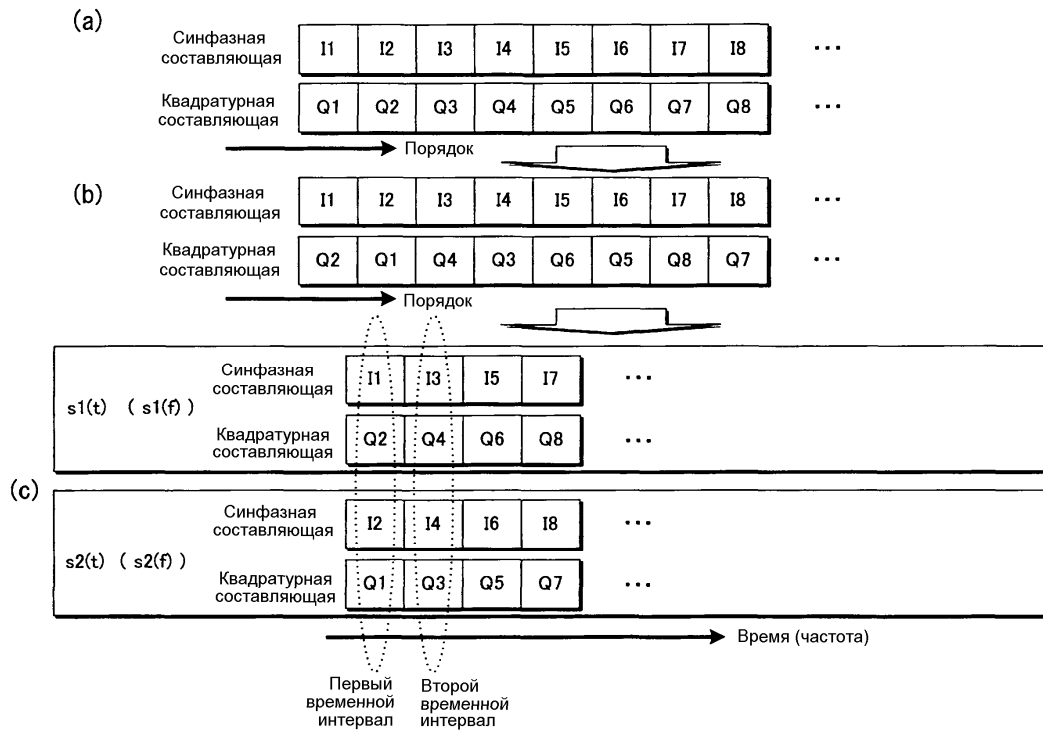
Фиг. 118



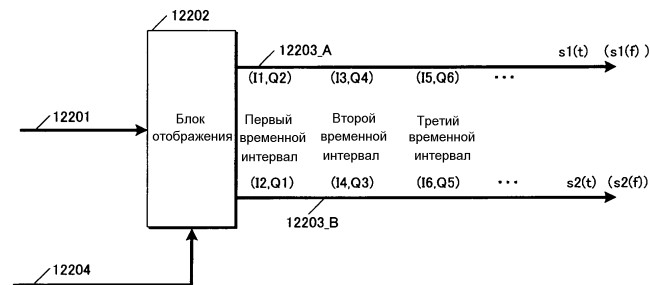
Фиг. 119



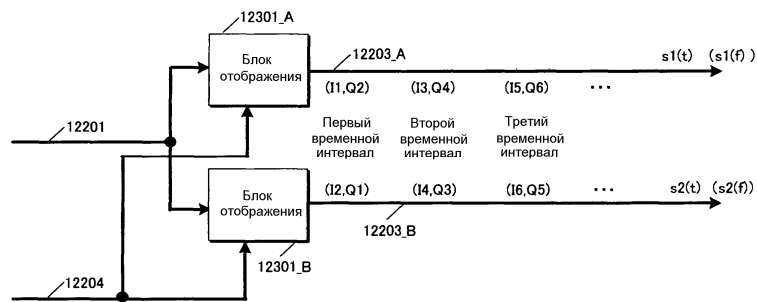
Фиг. 120



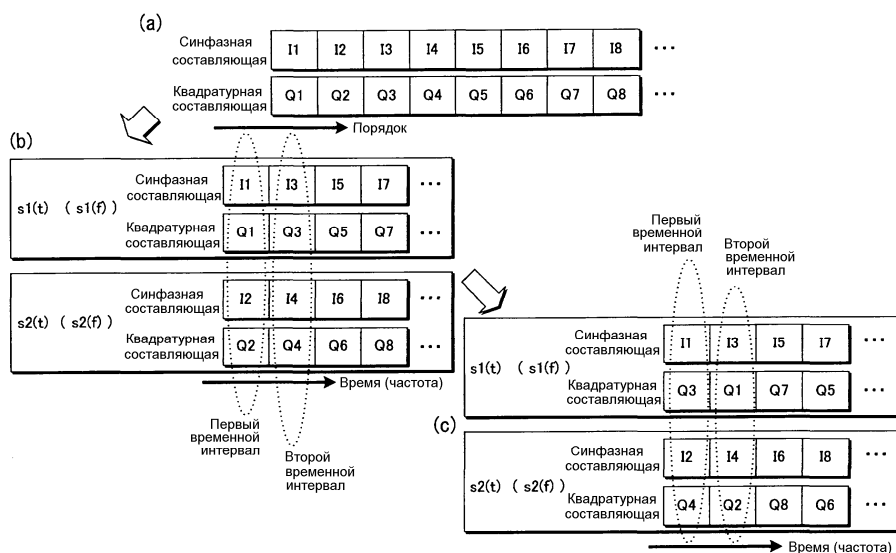
Фиг. 121



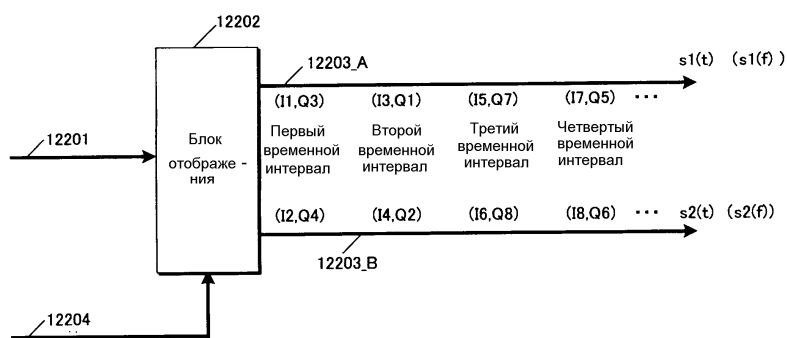
Фиг. 122



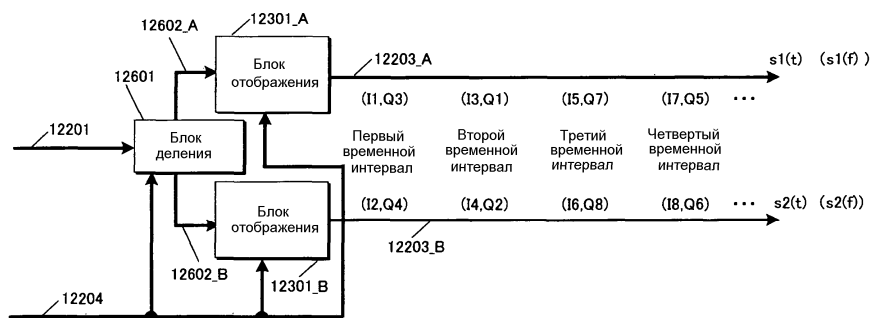
Фиг. 123



Фиг. 124



Фиг. 125



Фиг. 126



Евразийская патентная организация, ЕАПВ

Россия, 109012, Москва, Малый Черкасский пер., 2