

(19)



**Евразийское
патентное
ведомство**

(11) **036633**(13) **B1**

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ЕВРАЗИЙСКОМУ ПАТЕНТУ

(45) Дата публикации и выдачи патента
2020.12.02

(51) Int. Cl. **H01Q 7/08 (2006.01)**

(21) Номер заявки
201892468

(22) Дата подачи заявки
2018.11.28

(54) СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЁННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

(31) **2018137979**

(32) **2018.10.29**

(33) **RU**

(43) **2020.04.30**

(71)(73) Заявитель и патентовладелец:
**ФЕДЕРАЛЬНОЕ
ГОСУДАРСТВЕННОЕ
УНИТАРНОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ
"ВСЕРОССИЙСКИЙ НАУЧНО-**

**ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ АВТОМАТИКИ ИМ.
Н.Л. ДУХОВА" (RU)**

(72) Изобретатель:
Ахмедзянов Игорь Шамильевич (RU)

(56) RU-C1-2466483
SU-A1-397878
US-A-3829894
UA-C2-72831

(57) Изобретение относится к радиоприёмной технике и может быть использовано в области радиоизмерений, радиопеленгации, радионавигации в диапазонах частот КНЧ - УВЧ (ELF - UHF). Изобретение позволяет расширить частотный диапазон в сторону высоких частот до УВЧ диапазона, увеличить коэффициент перекрытия частотного диапазона до ста тысяч и более при работе устройства на активную согласованную нагрузку и до значений 10^7 - 10^9 для одного устройства при использовании различных приёмников выходного сигнала, уменьшить чувствительность к продольным электрическим помехам. Сверхширокополосный преобразователь напряжённости магнитного поля содержит прямолинейный ферритовый сердечник с однослойной распределённой двухпроводной обмоткой по всей его длине, соосные с окружающим их экранированным диэлектрическим корпусом и полностью расположенные в последнем вместе с внутренней нагрузкой и осевыми перемычками. Однослойный электрический экран содержит две одинаковые продольные части, разделённые двумя идентичными щелями, параллельными оси устройства и диаметрально противоположно относительно неё расположенными, и первую и вторую концевые части, по линиям сопряжения, электрически соединённым с продольными частями экрана. Каждая концевая часть электрического экрана состоит из двух равных частей, разделённых концевыми вырезами, электрически соединяющихся между собой в центральных участках соответствующей концевой части экрана. Щели и концевые вырезы электрического экрана сопряжены друг с другом на своих концах. Оси симметрии щелей и концевых вырезов электрического экрана лежат в одной плоскости с осью устройства. Концы двух проводников обмотки электрически соединены между собой с двух сторон по осесимметричным линиям, пролегающим вдоль торцов ферритового сердечника, и осевыми перемычками - с центром первой концевой части электрического экрана и с внутренним проводником выходного радиочастотного коаксиального соединителя, корпус которого по замкнутому контуру электрически соединён с центральным участком второй концевой части электрического экрана. Внутренняя нагрузка включена параллельно выходному радиочастотному коаксиальному соединителю. Обмотка выполнена с осевой симметрией второго порядка, остальные конструктивные составляющие выполнены зеркально симметричными относительно ортогональных плоскостей, пересекающихся по оси устройства.

B1**036633****036633****B1**

Изобретение относится к радиоприёмной технике и может быть использовано для преобразования магнитного поля (МП) или магнитной компоненты электромагнитного поля (ЭМП), создаваемых гармоническими или импульсными источниками сигнала в задачах ЭМС, для измерения, регистрации или пеленгации силовых электромагнитных воздействий, молниевых разрядов, электромагнитных импульсов, импульсных коммутационных помех в электроэнергетике, обладающих широким частотным спектром, измерения уровней магнитного поля на рабочих местах.

Для регистрации указанных в области использования сверхширокополосного преобразователя напряжённости магнитного поля (далее - устройства) импульсных сигналов требуется применение сверхширокополосных преобразователей МП с коэффициентом перекрытия диапазона частот, достигающим ста тысяч и более и равномерным в рабочем частотном диапазоне коэффициентом преобразования. В настоящее время для регистрации таких широкополосных сигналов применяют несколько антенн МП, работающих в смежных частотных диапазонах.

Известна широкополосная приёмная ферритовая антенна СДВ-СВ диапазона [1], содержащая ферритовый сердечник, обмотку в виде широкого витка с $N > 1$ параллельных пар выводов и N повышающих трансформаторов. Недостатками аналога являются относительно низкие верхняя граничная частота и коэффициент перекрытия частотного диапазона, обусловленные наличием в сигнальном тракте трансформаторов.

Известна активная высокочастотная рамочная антенна НЛА 6120 [2], содержащая экранированную рамочную антенну диаметром 0,6 м и усилитель-корректор, позволяющий получить горизонтальную равномерную частотную характеристику в частотном диапазоне от 9 кГц до 30 МГц. Недостатками этого аналога также являются относительно низкие верхняя граничная частота и коэффициент перекрытия частотного диапазона, а также наличие в выходном сигнале интермодуляционных помех, присущее активным антеннам.

Известна антенна-преобразователь магнитного поля АП-5 из состава измерителей ПЗ-41, ПЗ-42 [3], которая обеспечивает преобразование МП в частотном диапазоне от 10 кГц до 50 МГц. Недостатками этого аналога также являются относительно низкие верхняя граничная частота и коэффициент перекрытия частотного диапазона, а также большая неравномерность коэффициента преобразования в частотном диапазоне, достигающая ~ 20 дБ.

Известен индукционный преобразователь [4] магнитного поля, сенсор которого состоит из одного цилиндрического витка с развитой поверхностью и припаянными к нему низкоомными малоиндуктивными резисторами нагрузки, внутрь которого помещён ферритовый сердечник. Индукционный преобразователь [4] имеет равномерную амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) в диапазоне от 2-3 МГц до ~ 3 ГГц и до 20 ГГц с неравномерностью АЧХ порядка ± 3 дБ. Недостатками этого аналога являются относительно высокая низкая граничная частота и малый коэффициент перекрытия частотного диапазона.

Наиболее близким по технической сущности к заявляемому устройству (прототипом) является широкополосная приёмная ферритовая антенна [5], содержащая обмотку, намотанную на стержневом ферритовом сердечнике и помещённую в электрический экран с продольной щелью, отличающаяся тем, что электрический экран выполнен в виде двух коаксиально вложенных одна в другую и разделённых диэлектрическим слоем электропроводящих оболочек с идентичными винтовыми щелями, каждая из которых совершает один оборот вокруг продольной оси оболочек на длине соответствующей оболочке, причем начала винтовых щелей сдвинуты относительно друг друга на 180° , и оболочки электрически соединены между собой по винтовой линии, равноотстоящей от линий винтовых щелей каждой из оболочек, а обмотка антенны выполнена в виде двух равных частей, намотанных одна поверх другой встречно, и концы этих частей с одной стороны электрически соединены между собой, а с другой образуют дифференциальный выход антенны.

Недостатками прототипа являются относительно низкая верхняя граничная частота, обусловленная ёмкостью между частями обмотки, как следствие - относительно малый коэффициент перекрытия частотного диапазона, повышенная чувствительность к продольной составляющей электрического поля (ЭП) сигналов ЭМП или помех, обусловленная спиральной формой щелей экрана.

Техническим результатом является повышение верхней граничной частоты до ультравысокочастотного (УВЧ) радиодиапазона, как следствие - повышение коэффициента перекрытия частотного диапазона, уменьшение чувствительности к продольной составляющей ЭП сигналов ЭМП или помех.

Повышение верхней граничной частоты до УВЧ радиодиапазона и коэффициента перекрытия частотного диапазона до ста тысяч и более происходит при работе устройства на внешнюю активную нагрузку, согласованную по сопротивлению с волновым сопротивлением выходного соединителя. Повышение коэффициента перекрытия частотного диапазона до значений 10^7 - 10^9 происходит при применении различных внешних приёмников выходного сигнала, как согласованных, так и несогласованных в виде преобразователей ток-напряжение (ПТН) с положительными или отрицательными входными сопротивлениями, меньшими по модулю сопротивления обмотки.

Внешние ПТН с положительным входным сопротивлением, меньшим сопротивления обмотки, могут быть выполнены на широкополосном трансформаторе тока [6] или на операционном усилителе (ОУ)

с отрицательной обратной связью (ОС). Внешний ПТН с отрицательным входным сопротивлением, меньшим по модулю сопротивления обмотки, может быть выполнен на операционном усилителе (ОУ) с отрицательной и, согласованной с ней для получения отрицательного входного сопротивления, положительной ОС [21], [22].

Технический результат достигается тем, что сверхширокополосный преобразователь напряжённости магнитного поля, содержащий обмотку, состоящую из двух равных частей, концы которых электрически соединены между собой с одной стороны, намотанную на ферритовый сердечник и помещённую в электрический экран из электропроводящего материала с двумя идентичными, взаимно противоположно относительно продольной оси электрического экрана расположенными, щелями электрического экрана, содержит диэлектрический корпус, две идентичные продольные части электрического экрана, первую концевую часть электрического экрана, вторую концевую часть электрического экрана, концевые вырезы электрического экрана, выходной радиочастотный коаксиальный соединитель, внутреннюю нагрузку, две осевые перемычки, причём электрический экран охватывает диэлектрический корпус и состоит из двух идентичных продольных частей, первой и второй концевых частей, последние по линиям сопряжения частей электрического экрана электрически соединены с продольными частями электрического экрана и состоят, каждая, из двух равных частей, разделённых концевыми вырезами электрического экрана, электрически соединённым между собой в центральных участках соответствующих концевых частей электрического экрана, корпус выходного радиочастотного коаксиального соединителя по замкнутому контуру электрического соединения корпуса выходного радиочастотного коаксиального соединителя и второй концевой части электрического экрана электрически соединён с центральным участком второй концевой части электрического экрана, внутренняя нагрузка электрически соединена с внутренним проводником выходного радиочастотного коаксиального соединителя и с центральным участком второй концевой части электрического экрана, ферритовый сердечник с обмоткой, внутренняя нагрузка, осевые перемычки полностью заключены в электрическом экране, концы первой и второй частей обмотки электрически соединены между собой с двух сторон и осевыми перемычками - с центром первой концевой части электрического экрана и с внутренним проводником выходного радиочастотного коаксиального соединителя, ферритовый сердечник выполнен прямолинейным, электрический экран выполнен однослойным, щели электрического экрана выполнены прямыми, параллельными общей оси ферритового сердечника и обмотки, на одинаковом расстоянии от неё, сопряжёнными на концах с краями концевых вырезов электрического экрана, оси симметрии щелей и концевых вырезов электрического экрана лежат в одной плоскости с общей осью ферритового сердечника и обмотки, обмотка выполнена однослойной, с удлинённым шагом, по всей длине ферритового сердечника, направление намотки первой и второй частей обмотки - согласованное, концы первой и второй частей обмотки электрически соединены между собой по осесимметричным линиям, пролегающим вдоль торцов ферритового сердечника, обмотка выполнена с осевой симметрией второго порядка, остальные конструктивные составляющие - ферритовый сердечник, осевые перемычки, диэлектрический корпус, продольные части электрического экрана, концевые части электрического экрана, щели и концевые вырезы электрического экрана, линии сопряжения частей электрического экрана, внутренняя нагрузка, выходной радиочастотный коаксиальный соединитель, замкнутый контур электрического соединения корпуса выходного радиочастотного коаксиального соединителя и второй концевой части электрического экрана - выполнены зеркально симметричными относительно плоскости расположения осей симметрии щелей и концевых вырезов электрического экрана и ортогональной ей плоскости, проходящей через общую ось ферритового сердечника и обмотки.

Технический результат также достигается тем, что в сверхширокополосном преобразователе напряжённости магнитного поля первая концевая часть электрического экрана имеет форму усечённого прямого конуса.

Технический результат также достигается тем, что в сверхширокополосном преобразователе напряжённости магнитного поля вторая концевая часть электрического экрана имеет форму усечённого прямого конуса.

Технический результат также достигается тем, что в сверхширокополосном преобразователе напряжённости магнитного поля первая и вторая концевые части электрического экрана имеют форму усечённого прямого конуса.

Технический результат также достигается тем, что в сверхширокополосном преобразователе напряжённости магнитного поля первая концевая часть электрического экрана имеет форму усечённой пирамиды, выполненной зеркально симметричной относительно ортогональных плоскостей, пересекающихся по общей оси ферритового сердечника и обмотки.

Технический результат также достигается тем, что в сверхширокополосном преобразователе напряжённости магнитного поля вторая концевая часть электрического экрана имеет форму усечённой пирамиды, выполненной зеркально симметричной относительно ортогональных плоскостей, пересекающихся по общей оси ферритового сердечника и обмотки.

Технический результат также достигается тем, что в сверхширокополосном преобразователе напряжённости магнитного поля первая и вторая концевые части электрического экрана имеют форму усечённой пирамиды, выполненной зеркально симметричной относительно ортогональных плоскостей, пе-

ресекающихся по общей оси ферритового сердечника и обмотки.

Технический результат также достигается тем, что в сверхширокополосном преобразователе напряжённости магнитного поля ферритовый сердечник имеет трубчатую форму.

Технический результат также достигается тем, что в сверхширокополосном преобразователе напряжённости магнитного поля ферритовый сердечник, имеющий трубчатую форму, склеен из идентичных соосно расположенных ферритовых колец.

Выходной радиочастотный коаксиальный соединитель при работе в диапазонах радиочастот от очень низких до ультравысоких частот соединяется с внешней нагрузкой, равной волновому сопротивлению выходного радиочастотного коаксиального соединителя, при работе в диапазонах от звуковых до высоких частот - соединяется со входом внешнего преобразователя ток-напряжение с входным сопротивлением, меньшим сопротивления обмотки, при работе в диапазонах от инфразвуковых до средних и высоких частот - соединяется со входом внешнего преобразователя ток-напряжение с отрицательным входным сопротивлением, меньшим по модулю сопротивления обмотки.

Конструкция и работа устройства поясняются чертежами.

На фиг. 1 изображён вид сбоку на устройство.

На фиг. 2 изображён вид устройства со стороны выхода и условные направления осей координат.

На фиг. 3 изображён вид устройства в разрезе, проходящем через его продольную ось.

На фиг. 4 изображён вид устройства со стороны, противоположной.

На фиг. 5 приведена эквивалентная схема устройства в квазистационарном режиме работы.

На фиг. 6 приведена преобразованная эквивалентная схема устройства в квазистационарном режиме работы.

На фиг. 7 приведена эквивалентная схема элементарной приёмной ячейки устройства.

На фиг. 8 приведена преобразованная эквивалентная схема элементарной приёмной ячейки устройства.

На фиг. 9 приведена эквивалентная схема устройства при работе с активной внешней нагрузкой.

На фиг. 10 приведена форма сигнала отклика на ступенчатый полевой сигнал с временем нарастания 0,35 мкс, полученная в результате схемотехнического моделирования устройства с параметрами эквивалентной схемы, соответствующими низкочастотным спектральным составляющим сигнала.

На фиг. 11 приведена форма сигнала отклика на ступенчатый полевой сигнал с временем нарастания 80 пс, полученная в результате схемотехнического моделирования устройства с параметрами эквивалентной схемы, соответствующими высокочастотным спектральным составляющим сигнала.

На фиг. 12, 13, 14, 15 приведены осциллограммы сигналов откликов материального макета устройства на прямоугольный импульс электромагнитного поля с временем нарастания ~250 пс и коэффициентами горизонтального отклонения осциллографа - 5; 20; 100; 500 нс/дел. соответственно. Направление электрической компоненты поля - вдоль оси X.

На фиг. 16 приведена осциллограмма сигнала отклика материального макета устройства на прямоугольный импульс электромагнитного поля с временем нарастания ~250 пс. Направление электрической компоненты поля - вдоль оси Y. Развёртка - 5 нс/дел.

На фиг. 17 приведён результат схемотехнического моделирования АЧХ устройства, нагруженного на вход преобразователя ток-напряжение на ОУ с GBW = 725 МГц без и с положительной обратной связью.

На чертежах приняты следующие обозначения:

- 1 - первая часть обмотки;
- 2 - вторая часть обмотки;
- 3 - осесимметричные линии электрического соединения первой и второй части обмотки;
- 4 - ферритовый сердечник;
- 5 - осевые переемы;
- 6 - диэлектрический корпус;
- 7 - продольные части электрического экрана;
- 8 - щели электрического экрана;
- 9 - первая концевая часть электрического экрана;
- 10 - вторая концевая часть электрического экрана;
- 11 - линии сопряжения частей электрического экрана;
- 12 - концевые вырезы электрического экрана;
- 13 - внутренняя нагрузка;
- 14 - замкнутый контур электрического соединения корпуса выходного радиочастотного коаксиального соединителя и второй концевой части электрического экрана;
- 15 - выходной радиочастотный коаксиальный соединитель.

Сверхширокополосный преобразователь напряжённости магнитного поля содержит обмотку, состоящую из двух равных частей 1 и 2, концы которых электрически соединены между собой, намотанную на ферритовый сердечник 4 и помещённую в электрический экран с двумя идентичными щелями 8, расположенными взаимно противоположно относительно продольной оси электрического экрана, ди-

электрический корпус 6, две идентичные продольные части 7 электрического экрана, первую концевую часть 9 электрического экрана, вторую концевую часть 10 электрического экрана, концевые вырезы 12 в концевых частях 9 и 10 электрического экрана, две осевые перемычки 5, внутреннюю нагрузку 13, выходной радиочастотный коаксиальный соединитель 15. Электрический экран охватывает диэлектрический корпус, первая 9 и вторая 10 концевые части электрического экрана по линиям сопряжения 11 электрически соединены с продольными частями 7 электрического экрана, состоящими из двух равных частей каждая, разделённых вырезами 12 и электрически соединённых между собой в центральных участках соответствующих концевых частей 9 или 10 электрического экрана. Корпус выходного соединителя 15 по замкнутому контуру 14 электрически соединён с центральным участком второй концевой части 10 электрического экрана. Внутренняя нагрузка 13 включена между внутренним проводником выходного соединителя 15 и центральным участком второй концевой части 10 электрического экрана. Концы обмотки соединены осевыми перемычками 5 с центром первой концевой части 9 электрического экрана и с внутренним проводником выходного соединителя 15. Сердечник 4 с обмоткой, внутренняя нагрузка 13, осевые перемычки 5 полностью заключены в электрическом экране. Электрический экран выполнен однослойным, щели 8 электрического экрана выполнены прямыми, параллельными общей оси сердечника 4 и обмотки, на одинаковом расстоянии от неё, сопряжёнными на концах с краями концевых вырезов 12 в концевых частях 9 и 10 электрического экрана. Оси симметрии щелей 8 и концевых вырезов 12 электрического экрана лежат в одной плоскости с общей осью ферритового сердечника 4 и обмотки. Обмотка выполнена однослойной с удлинённым шагом по всей длине ферритового сердечника 4, направление намотки первой 1 и второй 2 частей обмотки - согласованное, так что части 1 и 2 обмотки расположены диаметрально противоположно относительно оси сердечника 4. Соединение концов частей обмотки 1, 2 выполнено по осесимметричным линиям 3, пролегающим вдоль торцов сердечника 4. Обмотка выполнена с осевой симметрией второго порядка, остальные конструктивные составляющие: ферритовый сердечник 4, осевые перемычки 5, диэлектрический корпус 6, продольные части 7 электрического экрана, концевые части 9 и 10 электрического экрана, щели 8 и концевые вырезы 12 электрического экрана, линии 11 сопряжения частей электрического экрана, внутренняя нагрузка 13, выходной радиочастотный коаксиальный соединитель 15, замкнутый контур 14 электрического соединения корпуса выходного радиочастотного коаксиального соединителя 15 и второй концевой части 10 электрического экрана - выполнены зеркально симметричными относительно плоскости расположения осей симметрии щелей 8 и концевых вырезов 12 электрического экрана и ортогональной ей плоскости, проходящей через общую ось ферритового сердечника 4 и обмотки.

Существует вариант выполнения первой 9 концевой части электрического экрана в форме усечённого прямого конуса.

Существует вариант выполнения второй 10 концевой части электрического экрана в форме усечённого прямого конуса.

Существует вариант выполнения первой 9 и второй 10 концевой части электрического экрана в форме усечённого прямого конуса.

Существует вариант выполнения первой 9 концевой части электрического экрана в форме усечённой пирамиды, симметричной относительно двух ортогональных плоскостей.

Существует вариант выполнения второй 10 концевой части электрического экрана в форме усечённой пирамиды, симметричной относительно двух ортогональных плоскостей.

Существует вариант выполнения первой 9 и второй 10 концевой части электрического экрана в форме усечённой пирамиды, симметричной относительно двух ортогональных плоскостей.

Существует вариант выполнения ферритового сердечника 4 в трубчатой форме.

Существует вариант выполнения трубчатого ферритового сердечника 4, склеенного из идентичных соосно расположенных ферритовых колец.

Сверхширокополосный преобразователь напряжённости магнитного поля работает следующим образом.

Параллельная продольной оси сердечника 4 составляющая переменного или импульсного МП, проходя через щели 8 и вырезы 12 электрического экрана, воздействует на ферритовый сердечник 4 с обмоткой, возбуждая по закону электромагнитной индукции в частях 1 и 2 обмотки электродвижущую силу (ЭДС), служащую причиной возникновения токов в обмотке, в наружной, подсоединяемой к выходному соединителю 15, и внутренней 13 нагрузках. Изменение во времени токов в частях 1 и 2 обмотки повторяет, в рабочем частотном диапазоне, изменение напряжённости МП. Окружающий обмотку с сердечником 4, перемычки 5 и внутреннюю нагрузку 13 электрический экран защищает их от непосредственного воздействия электрической компоненты ЭМП или ЭП помехи, одновременно являясь возвратным проводником для токов обмотки.

В основе работы устройства в диапазонах радиочастот от очень низких до ультравысоких частот лежат закон электромагнитной индукции, обобщённые законы (правила) коммутации [9], использование активных внутренней 13 и внешней нагрузок, общее сопротивление которых существенно меньше волнового сопротивления линии, образованной обмоткой с сердечником 4 и продольными частями 7 экрана [7], применение ферромагнитного материала сердечника с пренебрежимо малой электропроводностью, а

также отсутствие или незначительность резонансных явлений на выходе устройства. Основными причинами последнего является то, что обмотка выполнена распределённой, в двух идентичных частях 1 и 2, взаимно противоположно относительно оси сердечника 4 расположенных по всей его длине, и коаксиально - относительно окружающего их электрического экрана, являющегося возвратным проводником для токов обмотки. Распределённая обмотка имеет меньшие межвитковую ёмкость и погонную индуктивность, поэтому резонансные частоты возможных межвитковых паразитных колебаний переносятся в область частотного спектра, где сопротивление потерь, обусловленных магнитными свойствами сердечника 4, превышает индуктивное сопротивление обмотки, тем самым демпфируя последние. Выполнение обмотки в двух частях 1 и 2, намотанных согласованно по всей длине сердечника 4, и соединённым по осесимметричным линиям 3 вдоль торцов сердечника 4, позволяет уменьшить чувствительность к поперечным составляющим вектора воздействующего магнитного поля и к магнитным полям, возбуждаемым токами растекания зарядов электрического экрана, наведённых электрическим полем и имеющих в значительной степени выраженный резонансный характер в области частот порядка нескольких сот мегагерц. На решение этой же задачи направлено выполнение цепей генерации, передачи, нагружения и съёма сигнала устройства в симметричной коаксиальной форме. Ёмкость между обмоткой и коаксиальными ей продольными частями 7 электрического экрана, служащих возвратными проводниками для токов обмотки, является распределённой ёмкостью электрической открытой спиральной линии с генерацией индуцированного сигнала в каждом витке и с практически постоянным значением ёмкости единицы длины обмотки, что в сочетании с преимущественно неизменной линейной плотностью намотки обмотки по её длине, позволяет избежать возникновения существенных резонансных явлений. Линейность устройства в широком диапазоне амплитуд определяется тем, что в нагруженной на низкое активное сопротивление обмотке по всей длине сердечника 4 изменения воздействующего потока магнитной индукции в рабочем диапазоне частот практически полностью компенсируются индуцированным размагничивающим магнитным потоком, создаваемым током обмотки вследствие электромагнитной индукции, аналогично соленоидальной приёмной катушке [8], нагруженной на низкоомную цепь. Это также следует из обобщённых законов (правил) коммутации [9].

Принцип работы устройства в низкочастотной части его рабочего диапазона, когда можно пренебречь ёмкостной связью между обмоткой и электрическим экраном, потерями в сердечнике 4 и изменением индуктивности и сопротивления обмотки с частотой, аналитически можно пояснить с помощью эквивалентной схемы устройства в квазистационарном режиме работы, приведённой на фиг. 5. Для выходного напряжения U_n на сопротивлении нагрузки R_n при этом можем записать

$$U_n = \frac{e(\omega) R_n}{j\omega L + R_n + R_o} = \frac{j\omega \mu_o \mu_z N_b S H_z R_n}{j\omega L + R_n + R_o}, \quad (1)$$

где $e(\omega)$ - ЭДС электромагнитной индукции в частотном представлении, $e(\omega) = j\omega \mu_o \mu_z N_b S H_z$;

j - мнимая единица;

ω - циклическая частота, $\omega = 2\pi f$;

f - частота воздействующего магнитного поля;

μ_o - магнитная постоянная;

μ_z - эквивалентная магнитная проницаемость сердечника 4 [10];

N_b - число витков каждой части 1, 2 обмотки;

S - площадь поперечного сечения обмотки, равная площади поперечного сечения сплошного сердечника 4;

H_z - составляющая напряжённости магнитного поля, параллельная продольной оси Z устройства;

R_n - сопротивление нагрузки,

$$R_n = \frac{R_{вн} R_{внш}}{R_{вн} + R_{внш}}$$

где $R_{вн}$ - сопротивление внутренней нагрузки 13;

$R_{внш}$ - сопротивление внешней нагрузки, подсоединяемой к выходному соединителю 15;

R_o - сопротивление обмотки, обусловленное тепловыми потерями в ней;

L - индуктивность обмотки.

Параметры μ_z , R_o и L в общем случае зависят от частоты. Сопротивление R_o обусловлено тепловыми потерями в проводниках частей 1, 2 обмотки и зависит от распределения плотности тока по сечению проводников. На низких частотах плотность тока по сечению проводников постоянна и выполняется соотношение

$$R_o \ll R_n. \quad (2)$$

С повышением частоты сопротивление R_o увеличивается до значений, сопоставимых с R_n .

Поскольку устройство работает в режиме интегрирования сигнала ЭДС индуктивностью обмотки, то в рабочей области частот

$$\omega L > R_n + R_o \quad (3)$$

и выражение (1) для выходного напряжения U_n в области средних частот и горизонтальной части

АЧХ преобразуется в

$$U_H \approx \frac{\mu_0 \mu_3 N_s H_z R_H}{L}, \quad (4)$$

пропорциональное напряжённости магнитного поля и в явном виде не содержащее частоту как параметр.

Разделив обе части равенства (4) на H_z и R_H , получим коэффициент преобразования H_z в ток нагрузки I_H

$$K_I = \frac{I_H}{H_z} \approx \frac{\mu_0 \mu_3 N_s S}{L}, \quad (5)$$

или токовый коэффициент преобразования устройства. При равномерной намотке обмотки по всей длине сердечника 4 можем принять [11]

$$L \approx L_0 \mu_3. \quad (6)$$

где L_0 - индуктивность воздушной катушки, имеющей равные с обмоткой конструктивные параметры.

Для прямолинейных воздушных катушек с большим отношением длины к поперечному размеру хорошую точность вычисления индуктивности даёт известная формула для расчёта бесконечно длинных прямолинейных катушек

$$L_0 \approx \mu_0 S N_s^2 / l = \mu_0 S N_s n = \mu_0 S l n^2, \quad (7)$$

где l - длина обмотки;

n - погонная плотность намотки первой 1 или второй 2 части обмотки, $n = N/l$.

Подставляя зависимости (6), (7) в (5), получаем простую формулу для практически не зависящего от частоты токового коэффициента преобразования

$$K_I \approx l / N_s = 1/n. \quad (8)$$

Полученной зависимости (8) соответствует преобразованная эквивалентная схема фиг. 6 [12] для квазистационарного режима работы, где вместо источника ЭДС $e(\omega)$, зависящей от частоты воздействующего поля, используется практически независимый от частоты источник переменного тока I , шунтированный изменяющимся с частотой сопротивлением Z_{oL}

$$I = \frac{e(\omega)}{j\omega L} \approx l \cdot H_z / N_s = H_z / n, \quad (9)$$

$$Z_{oL} = j\omega L = j\mu_3 \omega L_0. \quad (10)$$

Принцип работы устройства в квазистационарном режиме при воздействии импульсных сигналов аналитически можно пояснить на его эквивалентной схеме, состоящей из параллельного соединения индуктивной ветви обмотки, на которую воздействует изменяющееся магнитное поле, с последовательной ветвью сопротивлений R_0 обмотки и нагрузки R_H . Для наглядности можно пользоваться схемами фиг. 5 с закороченным источником ЭДС или фиг. 6 с удалённым источником тока. Ток в функции времени для этой цепи можно описать линейным дифференциальным уравнением

$$iR_\Sigma = \partial\Psi/\partial t - L\partial i/\partial t, \quad (11)$$

где i - ток цепи или обмотки;

R_Σ - суммарное сопротивление нагрузки и обмотки, $R_\Sigma = R_H + R_0$;

Ψ - потокосцепление МП с обмоткой, $\Psi \approx B_{cp} \cdot S \cdot N_s$;

B_{cp} - средняя по длине сердечника 4 магнитная индукция, $B_{cp} \approx \mu_0 \mu_3 H_z$.

Преобразуя (11) к каноническому виду

$$\partial i/\partial t + i \cdot R_\Sigma / L = (1/L) \partial\Psi/\partial t, \quad (12)$$

можем записать решение в общем виде при нулевой постоянной интегрирования

$$i = e^{-\int (R_\Sigma/L) dt} \cdot \int (1/L) (\partial\Psi/\partial t) \cdot e^{\int (R_\Sigma/L) dt} dt = e^{-(R_\Sigma/L)t} \cdot \int (1/L) (\partial\Psi/\partial t) \cdot e^{(R_\Sigma/L)t} dt. \quad (13)$$

Для описания переходной характеристики (ПХ) анализируемой схемы применяется воздействие на индуктивную ветвь рассматриваемой цепи ступенчатого полевого сигнала амплитудой H_z , для которого значение интеграла (13) отлично от нуля только во время изменения воздействующего сигнала. Это время, по определению для ступенчатого сигнала, стремится к нулю. При этом показатель подинтегральной экспоненты в (13) также стремится к нулю, а сама экспоненциальная функция - к единице. Производная $\partial\Psi/\partial t$ при этом будет представлять собой произведение Ψ на δ -функцию, интеграл от которого составляет Ψ

$$\Psi \approx B_{cp} S N_s = \mu_0 \mu_3 H_z S N_s \quad (14)$$

и при нулевых начальных условиях ток будет описываться зависимостью

$$i = e^{-t/(L/R_\Sigma)} \Psi / L. \quad (15)$$

Подставляя в (15) зависимости (6), (7), (14), получаем

$$i = (\Psi/L) \cdot e^{-(R_\Sigma/L)t} \approx H_z \cdot l / N_s \cdot e^{-(R_\Sigma/L)t} = H_z \cdot K_I e^{-(R_\Sigma/L)t} \quad (16)$$

и такое же, как в (8), значение токового коэффициента преобразования K_I характеризующего вели-

чину выходного тока устройства для времени $t \ll L/R_{\Sigma}$.

В средне- и высокочастотной части рабочего диапазона устройства следует отметить следующие изменения. С повышением частоты происходит сравнительно небольшое по абсолютной величине увеличение сопротивления R_o обмотки из-за поверхностного эффекта в проводниках и значительное увеличение сопротивления потерь R_{Π} обмотки с сердечником 4 из-за рассеяния энергии в последнем

$$R_{\Pi} \approx \omega L_o \operatorname{Im} \mu_3, \quad (17)$$

где R_{Π} - сопротивление потерь обмотки с сердечником 4;

$\operatorname{Im} \mu_3$ - мнимая составляющая эквивалентной магнитной проницаемости.

Увеличение сопротивления потерь R_{Π} обусловлено как абсолютным повышением реактивной составляющей μ'' комплексной магнитной проницаемости $\tilde{\mu}$, так и относительным увеличением μ'' по сравнению с активной составляющей μ' (увеличением тангенса угла потерь $\operatorname{tg} \delta$). Характер изменения магнитных параметров (μ' и μ'') сердечника 4 с частотой, от которых преимущественно зависят величины L и R_{Π} , определяют в общем случае из магнитных спектров [13] применяемого феррита.

Эквивалентная магнитная проницаемость μ_3 связана с полной (амплитудной) проницаемостью вещества сердечника 4 (феррита) μ [14] и магнитной проницаемостью формы m зависимостью [10]

$$\frac{1}{\mu_3} = \frac{1}{\mu} + \frac{1}{m}. \quad (18)$$

Полная (амплитудная) проницаемость μ является модулем комплексной магнитной проницаемости [15] вещества сердечника 4

$$\tilde{\mu} = \mu' - j\mu'' = \mu' (1 - j \operatorname{tg} \delta), \quad (19)$$

где μ' - действительная составляющая комплексной магнитной проницаемости;

μ'' - мнимая составляющая комплексной магнитной проницаемости;

$\operatorname{tg} \delta$ - тангенс угла потерь материала сердечника 4, $\operatorname{tg} \delta = \mu''/\mu'$.

Как видно из (18), для ферритов с $\mu \gg m$ эквивалентная магнитная проницаемость определяется в основном магнитной проницаемостью формы m .

Изменение магнитной индукции B_x по длине l сердечника 4 для ферритов с высокой μ может быть описано зависимостью [16]

$$B_x \approx (1 - C \cdot 4x^2/l^2) B_o, \quad (20)$$

где B_o - магнитная индукция в среднем сечении сердечника 4;

C - коэффициент, зависящий от формы сердечника 4, $C \approx 0,8-0,85$ для цилиндрической формы и $C \approx 0,75$ для прямоугольной [17];

x - расстояние от центрального сечения сердечника 4.

Магнитная индукция B_o в среднем сечении сердечника 4 для ферритов с $\mu \gg m$ может быть описана зависимостью [16]

$$B_o \approx \frac{\pi l^2}{4S(\ln \frac{kl}{a+b} - 1)} \mu_o H_z, \quad (21)$$

где k - коэффициент, зависящий от формы сердечника 4, $k \approx 2,4$ для цилиндрической формы и $k \approx 3,6$ для прямоугольной [17];

a и b - поперечные размеры сердечника 4.

Магнитная проницаемость формы m определяется через среднее значение магнитной индукции B_{cp} , вычисляемое путём интегрирования по длине $l_{обм}$ обмотки выражения для B_x (20), и может быть описана, для обмотки занимающей весь сердечник 4 с $\mu \gg m$, зависимостью [17]

$$m \approx \frac{\pi[l^2 - \frac{C}{3} l_{обм}^2]}{4S(\ln \frac{kl}{a+b} - 1)} = \frac{l^2(1 - \frac{C}{3})}{d^2(\ln \frac{1,2l}{d} - 1)}, \quad (22)$$

где d - диаметр сердечника 4.

На высоких частотах, рассматривая устройство как генерирующую линию с распределёнными электрическими параметрами, приведёнными к единице длины обмотки с сердечником 4 (при этом к обозначению параметра добавляется подстрочный индекс «l»: e_l , L_l , R_{ol}), в эквивалентную схему необходимо ввести также и практически не зависящую от частоты распределённую ёмкость между обмоткой и продольными частями 7 экрана с характерным параметром ёмкости единицы длины обмотки C_l , а также сопротивление потерь R_{Π} обмотки с сердечником 4

$$R_{\Pi} \approx \omega L_o \operatorname{Im} \mu_3 = \mu_3 \omega L_o \operatorname{tg} \delta. \quad (23)$$

Обозначая $R_{\Pi l}$ как погонное сопротивление потерь обмотки с сердечником, можем изобразить эквивалентные схемы фиг. 7 и 8 элементарной приёмной ячейки обмотки с сердечником 4 длиной ∂z , которые вытекают из квазистационарных схем фиг. 5 и 6 при замене электрических параметров целого устройства на погонные параметры, а также добавлением погонной ёмкости C_l между обмоткой и продольными час-

тиями 7 экрана.

Поскольку сопротивление потерь R_n является составной частью импеданса (10) обмотки с сердечником 4 на высоких частотах, то соотношение (3) применимо и к этой области частотного спектра выходного сигнала. На основании этого, а также того, что для сердечников с постоянным сечением, погонная индуктивность обмотки L_1 с постоянной плотностью намотки и малым потоком рассеяния на фиксированной частоте изменяется по той же зависимости, что и магнитная индукция и, следовательно, ЭДС участка обмотки длиной ∂z , можем записать для погонной индуктивности обмотки с сердечником 4 на высоких частотах

$$|j\omega L_1| \gg \frac{R_n + R_o}{l}, \quad (24)$$

где L_1 - индуктивность единицы длины обмотки с сердечником 4.

Из этого следует применимость формул (4) - (6) и для участка обмотки длиной ∂z . Поэтому в каждом i -м участке обмотки с сердечником 4 длиной ∂z с числом витков $n\partial z$ получаем такое же, как и в (8), значение токового коэффициента преобразования, выведенное для всей обмотки

$$K_{Fi} \approx 1/n. \quad (25)$$

Исключения составляют краевые части обмотки, поскольку идентичность конфигураций силовых линий воздействующего магнитного поля и поля, генерируемого током обмотки, на краях сердечника 4 нарушается [18].

Индуктивность L_1 и сопротивление R_1 единицы длины обмотки в общем случае зависят как от частоты, так и от положения участка обмотки на оси сердечника 4, погонная ёмкость участка обмотки C_1 практически не зависит от его положения, за исключением её краевых частей.

Выше ~ 100 МГц эквивалентная магнитная проницаемость μ , протяжённых сердечников определяется в основном модулем μ комплексной магнитной проницаемости, который для ферритов с магнитной проницаемостью на низких частотах $\mu_n \gg 100$ уменьшается в десятки и сотни раз. Проводя преобразование (1) с учётом зависимостей (6), (7), (18), (23), (24) получаем формулу токового коэффициента преобразования на высоких частотах

$$K_{I_{вч}} \approx \frac{1}{n} \frac{j\sqrt{tg^2\delta + 1}}{tg\delta + j} = \frac{1}{n} \frac{jtg\delta + 1}{\sqrt{tg^2\delta + 1}}, \quad (26)$$

с фазовым множителем, изменяющимся от 0 до $\sim \pi/2$ при увеличении потерь в сердечнике $tg\delta$ и в некоторой степени влияющим на неравномерность вершины импульсного выходного сигнала. Другими основными источниками, влияющим на неравномерность АЧХ или вершины импульсного выходного сигнала, являются неравномерность плотности намотки обмотки, приводящей к различным значениям токов, вырабатываемых на разных участках обмотки, а также конструктивная несимметричность устройства.

Проведём численные оценки значений $L_{1ц}$ погонной индуктивности центральной части обмотки и погонной ёмкости C_1 для устройства с сердечником 4, например цилиндрической формы, длиной $l = 200$ мм, диаметром $d = 10$ мм, имеющим $\mu = 2000$, с обмоткой длиной $l = 200$ мм и числом витков $N_b = 100$ двойным медным проводом с диаметрами жил 0,03 см и трубчатым экранированным корпусом диаметром $D = 20$ мм из диэлектрика с $\epsilon = 3$. При расчётах руководствуемся тем, что преобразователь конструктивно является участком открытой спиральной линии [19].

Выражение перед $\mu_0 H_z$ в (21) является эквивалентной магнитной проницаемостью центральной части сердечника при условии $\mu \gg m$. Учитывая конечное значение μ по (18) и подставляя исходные данные для расчёта в (7), получаем в низкочастотном поддиапазоне оценку погонной индуктивности центральной части обмотки с сердечником $L_{1ц} \approx \mu_0 L_o / l \approx 4,2$ мГн/м.

На высоких частотах, принимая для $f = 1$ ГГц, $\mu' \approx 1$, $\mu'' \approx 3$, получаем оценки для погонной индуктивности центральной части обмотки с сердечником 4, носящей комплексный характер, $L_1 \approx (25 - 75j)$ мкГн/м, и для сопротивления потерь по (17) $R_n \approx 470$ кОм/м. Оценку сопротивления двойного медного обмоточного провода диаметром α на высокой частоте можно провести по формуле [20]

$$R'_L \approx 0,5 \cdot 83,2 \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt{f}/\alpha \text{ [Ом}\cdot\text{м; МГц; см]}, \quad (27)$$

которая при $\alpha = 0,03$ см даёт значение $R'_L \approx 4,4$ Ом·м или $\sim 0,14$ Ом на виток двойным проводом, что эквивалентно ~ 70 Ом/м. Как указывалось ранее, этой величиной по сравнению с R_n можно пренебречь.

Погонная ёмкость C_1 обмотки может быть оценена по известной формуле цилиндрического конденсатора

$$C_1 = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_o}{\ln \frac{D}{d}}. \quad (28)$$

Поправку [19] на диаметр провода в (28) не применяем, поскольку при распределённой намотке она даёт завышенное значение ёмкости.

Для исходных данных расчёта имеем $C_1 \approx 240$ пФ/м или 2,4 пФ/см.

Изменение погонной индуктивности L_1 обмотки по длине сердечника 4 с $\mu \gg m$ на фиксированной частоте происходит по зависимости, аналогичной (20), при условиях постоянного сечения сердечника, постоянной плотности намотки обмотки и пренебрежения её потоком рассеяния

$$L_{1x} \approx L_{1u} (1 - C \cdot 4x^2/l^2), \quad (29)$$

где L_{1u} - погонная индуктивность центрального участка обмотки, $L_{1u} \approx \mu_0 L_0 B_0 / \mu_0 H_z l$, а B_0 при $\mu \gg m$ определяется по (21).

Таким образом, опираясь на полученные численные данные оценок параметров эквивалентной схемы фиг. 8 элементарных приёмных ячеек устройства, можем привести оценочную эквивалентную схему устройства, изображённую на фиг. 9, и провести компьютерное моделирование, пользуясь любой программой схемотехнического моделирования. Магнитные связи между индуктивностями элементарных приёмных ячеек в этой эквивалентной схеме учитываются в значениях этих индуктивностей.

Для уменьшения числа моделируемых приёмных ячеек эквивалентной схемы фиг. 9 к центральной, четвёртой, ячейке отнесены интегральные величины индуктивности, ёмкости, сопротивлений обмотки и потерь центральной части обмотки с сердечником, составляющей 40% её длины. К каждой из остальных приёмных ячеек отнесены параметры соответствующих 10% длины краевых частей обмотки. Резисторы внутренней нагрузки 13 смоделированы элементами $R_9 = 25$ Ом, $L_9 = 0,5$ нГн, $C_9 = 1,5$ пФ, внешней нагрузки - сопротивлением $R_{\text{внш}}$. Осевая перемычка 5 со стороны первой концевой части 9 электрического экрана смоделирована индуктивностью $L_{10} = 2$ нГн, вторая осевая перемычка 5 смоделирована индуктивностью $L_8 = 0,7$ нГн.

Таким образом, для вышеуказанных исходных данных на низких частотах при $f \approx 10$ кГц и $\text{tg} \delta \approx 0,01$ получаем:

$L_1 = L_7 \approx 30$ мкГн; $L_2 = L_6 \approx 50$ мкГн; $L_3 = L_5 \approx 65$ мкГн; $L_4 \approx 320$ мкГн;
 $R_1 = R_7 \approx 0,02$ Ом; $R_2 = R_6 \approx 0,03$ Ом; $R_3 = R_5 \approx 0,04$ Ом; $R_4 \approx 0,2$ Ом;
 $R_{10} = R_{12} = R_{21} = R_{23} = R_{32} = R_{56} = R_{65} = R_{67} = R_{76} = R_{78} \approx 0,02$ Ом;
 $R_{34} = R_{43} = R_{45} = R_{54} \approx 0,05$ Ом.

На частоте ~ 1 ГГц принимаем:

$L_1 = L_7 \approx 0,25$ мкГн; $L_2 = L_6 \approx 0,3$ мкГн; $L_3 = L_5 \approx 0,4$ мкГн; $L_4 \approx 2$ мкГн;
 $R_1 = R_7 \approx 4,5$ кОм; $R_2 = R_6 \approx 5,5$ кОм; $R_3 = R_5 \approx 7$ кОм; $R_4 \approx 38$ кОм;
 $R_{10} = R_{12} = R_{21} = R_{23} = R_{32} = R_{56} = R_{65} = R_{67} = R_{76} = R_{78} \approx 0,7$ Ом;
 $R_{34} = R_{43} = R_{45} = R_{54} \approx 1,75$ Ом.

Значения ёмкостей принимаем равными:

$C_{10} = C_8 \approx 4$ пФ; $C_{21} = C_{32} = C_{65} = C_{76} \approx 5$ пФ; $C_{43} = C_{54} \approx 12$ пФ.

При соосном продольной оси устройства падении вектора магнитного поля начальные фазы всех частных источников тока I_i элементарных приёмных ячеек равны друг другу. При плотности намотки обмотки $n = 500$ м⁻¹ и напряжённости поля $H_z = 30$ А/м величины токов источников принимаем равными $I_i = H_z \cdot K_i \approx H_z / n = 0,06$ А.

Внешнее сопротивление нагрузки $R_{\text{внш}}$ принимаем равным 50 Ом. Таким образом, общая нагрузка составляет 16,67 Ом и амплитуда выходного сигнала - 1 В.

При моделировании в высокочастотной (ВЧ) части диапазона можно видеть, что в выработке фронтальной части импульсного выходного сигнала эффективно участвует только участок обмотки $L_{\text{эфф}}$, замыкающий к выходному соединителю 15, в первом приближении пропорциональный длине волны рассматриваемой спектральной составляющей сигнала со, точнее модулю выражения

$$L_{\text{эфф}} \sim |1/(\omega \sqrt{L_{1\text{cp}} C_{1\text{cp}}})|, \quad (30)$$

где $C_{1\text{cp}}$ и $L_{1\text{cp}}$ - усреднённые по длине эффективного приёмного участка обмотки погонные ёмкость и индуктивность на данной частоте, определяемая в общем случае с использованием данных магнитных спектров применяемого феррита.

Приведённые выражения для оценок погонной индуктивности обмотки применимы при условии синфазности токов, генерируемых в каждом витке обмотки, что выполняется при коллинеарном падении на сердечник 4 с обмоткой вектора МП, или при времени пробега плоского фронта волны ЭМП вдоль длины эффективного участка обмотки $L_{\text{эфф}}$ много меньшим периода соответствующей ему, например по (30), спектральной составляющей сигнала ω . Последнее условие для сердечника 4 с обмоткой выполняется во всех радиочастотных диапазонах до УВЧ включительно.

С изменением частоты воздействующего поля непрерывно меняются параметры L_1 и R_1 , но значения I_i и C_i остаются практически неизменными, что и является первопричиной неизменности коэффициента преобразования с малой неравномерностью АЧХ в сверхшироком диапазоне частот.

Для подтверждения этого вывода на фиг. 10 и фиг. 11 приводятся формы сигналов, полученные в результате схемотехнического моделирования с вышеуказанными исходными данными и параметрами элементов, а на фиг. 12-16 - экспериментально полученные осциллограммы сигналов одного и того же материального макета устройства, помещённого в генератор импульсного электромагнитного поля симметричного полоскового типа. Фронт импульса поля составлял ~ 250 пс, коэффициенты горизонтального

отклонения цифрового стробоскопического осциллографа изменялись от 5 до 500 нс/дел при частотах дискретизации, изменявшихся от 10 ГГц до 100 МГц соответственно (на фиг. 16-20 ГГц). При этом для возбуждения генератора электромагнитного поля применялся генератор испытательных импульсов И1-15.

Для моделирования сигнала фиг. 10, характеризующего спад вершины выходного импульсного сигнала, в генераторах импульсного тока I_i фиг. 9 устанавливалась длительность фронта 0,35 мкс, соответствующая верхней граничной частоте ~ 1 МГц. Для моделирования сигнала фиг. 11, характеризующего фронтальную часть переходной характеристики, задавался фронт импульсов генераторов тока 80 пс, соответствующий их верхним граничным частотам ~ 4 ГГц.

По временам нарастания сигналов фиг. 12 и фиг. 16 $t_n = 258$ пс экспериментального образца устройства, превышающих не более чем на (3-4)% длительность фронта воздействующего на устройство электромагнитного поля, можно сделать вывод, что верхняя граничная частота устройства f_v намного превышает частоту

$$f_v \gg 0,35/t_n \approx 1,4 \text{ ГГц.} \quad (31)$$

Увеличение автоматически определяемого осциллографом времени нарастания сигналов фиг. 13-15 с развёртками от 20 до 500 нс/дел обусловлено увеличением периода дискретизации сигналов.

Численную оценку значения верхней граничной частоты можем также получить из времени пробега сигнала обмотки по её витку $T_{пр}$, которое при $d = 10$ мм для оценок $\mu = 3$ и $\varepsilon = 5$ составляет $T_{пр} \approx 0,4$ нс и, соответственно, оценка верхней граничной частоты, обусловленная межвитковым взаимодействием, может составлять

$$f_v \approx 1/T_{пр} = 2,5 \text{ ГГц.} \quad (32)$$

Нижнюю граничную частоту экспериментального образца устройства можно оценить по спаду сигнала фиг. 15, составляющего $\sim 25\%$ за время $T \approx 5$ мкс. Поэтому можем записать для постоянной экспоненциального спада τ вершины импульса

$$\tau = T/\ln(1-0,25) \approx 17,4 \text{ мкс,} \quad (33)$$

что соответствует нижней граничной частоте f_n устройства

$$f_n = 1/(2\pi\tau) \approx 9 \text{ кГц.} \quad (34)$$

Относительная неравномерность вершины выходного сигнала не превышает $\sim \pm 12\%$, при этом время установления выходного сигнала при отклонении от установившегося значения не более 1 дБ совпадает с временем нарастания.

Учитывая результаты схмотехнического моделирования, представленные на фиг. 10, 11, результаты, полученные при испытаниях экспериментального образца описываемого устройства, представленные на фиг. 12, 15, 16, и данные расчётов (31), (32) и (34), можем сделать заключение, что коэффициент перекрытия частотного диапазона устройства значительно превышает 150 тысяч при неизменном сопротивлении внешней активной нагрузки, согласованной с волновым сопротивлением выходного соединителя 15.

При применении не согласованной с волновым сопротивлением выходного соединителя 15 внешней нагрузки, например, ПТН на широкополосных трансформаторах тока [6] или на ОУ, без какого-то ни было изменения конструктивных параметров предлагаемого устройства достижимы нижние граничные частоты в десятки герц. При этом величинам сопротивлений и индуктивностей обмотки в эквивалентных схемах фиг. 5-9 будут соответствовать низкочастотные значения сопротивлений и индуктивностей обмотки.

Выходное напряжение ПТН на ОУ, выраженное аналогично формуле (1)

$$U_{OY} = \frac{\mu_0 \mu_z j \omega N_s S H_z R_{OC}}{j \omega L + R_{вхОУ} + R_o}, \quad (35)$$

где R_{OC} - сопротивление в цепи отрицательной ОС ОУ, являющееся передаточным параметром ПТН;

$R_{вхОУ}$ - входное сопротивление преобразователя ток-напряжение,

$R_{вхОУ} \approx R_{OC}/K_{yU}$,

K_{yU} - коэффициент усиления ОУ без обратной связи на рассматриваемой частоте,

с учётом (3), (6), (7) и соотношения $R_{вхОУ} \ll R_n$, приводит к формулам для коэффициента преобразования K_{OY} горизонтальной части АЧХ полученного активного преобразователя МП с применением устройства

$$K_{OY} = U_{OY}/H_z \approx R_{OC}/n, \quad (36)$$

и для нижней граничной частоты f_{nOY}

$$f_{nOY} = \frac{R_{вхОУ} + R_o}{2\pi L_n}, \quad (37)$$

где L_n - индуктивность обмотки с сердечником 4 на низких частотах.

Аналогичная (37) зависимость будет справедлива в отношении к широкополосным трансформато-

рам тока при замене $R_{\text{вх ОУ}}$ на входное сопротивление трансформатора $R_{\text{вх тр}}$, оцениваемое зависимостью

$$R_{\text{вх тр}} \approx k_{\text{тр}}^2 R_{\text{н тр}}, \quad (38)$$

где $k_{\text{тр}}$ - коэффициент трансформации, определяемый отношением числа витков первичной n_1 и вторичной n_2 обмоток широкополосного трансформатора тока, $k_{\text{тр}} \approx n_1/n_2$,

$R_{\text{н тр}}$ - сопротивление нагрузки широкополосного трансформатора тока.

Обычно $n_1=1$, $n_2=50 \dots 100$, $R_{\text{н тр}}=(50 \dots 75) \text{ Ом}$.

При сопротивлении обмотки $R_0 \approx 0,22 \text{ Ом}$ и её индуктивности на низких частотах $L_{\text{н}} \approx 600 \text{ мкГн}$ получаем по (37) нижнюю граничную частоту, приближённо равную $\sim 60 \text{ Гц}$.

При использовании в ПТН на ОУ двух цепей обратной связи - отрицательной и, согласованной с ней, положительной [21], [22], возможно снижение нижней граничной частоты ещё в десятки раз. При этом ОУ с резисторами ОС образует ПТН с отрицательным входным сопротивлением, которое можно регулировать, изменяя степень положительной ОС, компенсируя при этом большую часть активного сопротивления обмотки и производя многократное уменьшение нижней граничной частоты (в соответствии с (37)) полученного активного преобразователя МП с применением устройства. На фиг. 17 приведён результат компьютерного моделирования устройства с ПТН на ОУ с $\text{GBW} = 725 \text{ МГц}$ и вышеуказанными $L_{\text{н}}$, R_0 и сопротивлением внутренней нагрузки $13 R_{\text{вн}} = 25 \text{ Ом}$.

Верхняя граничная частота, полученного таким образом активного преобразователя МП с применением устройства, как и в предыдущем ПТН на ОУ без положительной ОС, определяется частотными свойствами применяемого ОУ и при GBW более 200 МГц , $K_{\text{УУ}}$ более 10^4 и длине соединительного кабеля между устройством и входом ОУ не более одного метра может составлять 10 МГц и более при амплитуде выходных сигналов до нескольких вольт. Сопротивление внутренней нагрузки 13 в этом случае служит демпфирующим вход ОУ сопротивлением, предотвращая возникновение высокочастотных паразитных колебаний.

Таким образом, и в случае применения ПТН на ОУ в качестве приёмника сигнала описываемого устройства, достигим коэффициент перекрытия частотного диапазона сто тысяч и более. Общий коэффициент перекрытия частотного диапазона устройства при применении разных внешних нагрузок-преобразователей: согласованной с импедансом выходного соединителя 15 активной нагрузки, широкополосного трансформатора тока и вышеуказанных активных ПТН, может намного превышать 10^7 и достигать 10^9 , причём для этого не требуется никаких изменений его конструктивных параметров или перенастройки.

В достижении таких высоких характеристик параметров устройства помимо описанных конструкций обмотки с сердечником 4 и цепей нагружения и съёма выходного сигнала, большую роль играет и конструкция электрического экрана, обеспечивающего защиту полезного сигнала от сопутствующего (в ЭМП) или помехового электрического поля.

Электрический экран устройства содержит две щели 8 , параллельные его оси, симметрично относительно неё расположенные между продольными частями 7 электрического экрана и заканчивающиеся на сопряжённых с ними краями вырезов 12 концевых частей 9 и 10 электрического экрана. Таким образом, электрический экран состоит из двух одинаковых половин, электрически соединённым между собой на центральных участках его концевых частей 9 и 10 .

Вектор воздействующего электрического поля всегда можно разделить на три ортогональных составляющих (фиг. 2): E_x , лежащую в плоскости симметрии щелей 8 , вырезов 12 и продольной оси Z устройства, ортогональную последней, E_y , ортогональную к плоскости симметрии щелей 8 , и E_z , соосную продольной оси Z . Основная часть токов смещения составляющей E_x , воздействуя на электрический экран устройства, создаёт на двух, разделённых щелями 8 и вырезами 12 , половинах электрического экрана одинаковые по величине токи проводимости, создающие взаимно компенсирующие друг друга магнитные поля в сердечнике 4 . Остаточная часть энергии составляющей E_x , прошедшей через щели 8 электрического экрана к обмотке, воздействуя на последнюю, создаёт также одинаковые по величине и противоположно направленные в половинках каждого витка взаимно компенсирующие друг друга токи.

Токи смещения низко- и среднечастотной части спектра сигнала E_y , воздействующего на электрический экран устройства, переходят на последнем в токи проводимости, протекающие через центральные участки концевых частей 9 , 10 электрического экрана, направленные преимущественно вдоль его продольной оси Z и, соответственно, не вызывающие возникновения ЭДС электромагнитной индукции в витках обмотки, поскольку образуемые ими МП, суммируясь друг с другом в объёме сердечника 4 , не содержат продольных составляющих H_z . В высокочастотной части спектра E_y часть токов смещения помеховой компоненты преобразуется в токи проводимости электрического экрана и токи смещения на щелях 8 последнего, ортогональные оси Z устройства, симметричные относительно плоскости YZ и, соответственно, компенсирующие друг друга в сердечнике 4 магнитные поля. Выделяемые при этом на щелях 8 напряжения сигналов помех, воздействуя посредством электрического поля на витки обмотки, также приводят к образованию в них равных встречных токов, взаимно компенсирующих друг друга в каждом витке обмотки.

Основная часть энергии продольной электрической составляющей E_z помехи создаёт на электриче-

ском экране устройства токи проводимости, параллельные оси Z , практически не вызывающие возникновения ЭДС электромагнитной индукции в витках обмотки, часть энергии E_z отражается и рассеивается на концевых частях 9 и 10 экрана, и незначительная часть энергии E_z проходит через вырезы 12 концевых частей экрана к обмотке. Экспериментальная проверка показала более чем на 30 дБ большую эффективность подавления помехового сигнала E_z с фронтом импульса (5-10) нс описываемого устройства по сравнению с опытным образцом широкополосной ферритовой антенны со спиральным экраном, аналогичным экрану прототипа [5].

Уменьшение чувствительности к продольной электрической помехе является следствием выполнения щелей 8 электрического экрана прямыми, параллельными общей оси ферритового сердечника и обмотки, и введением в устройство концевых частей 9 и 10 электрического экрана. Такое выполнение щелей 8 экрана и введение его концевых частей 9 и 10 в устройство являются также признаками из совокупности существенных признаков для достижения основного технического результата - повышения верхней граничной частоты до УВЧ радиодиапазона.

Неравномерность АЧХ, т.е. отклонение АЧХ от заданной формы, для преобразователей импульсного МП - горизонтальной, более определённого предела, обычно - более двух-трёх децибел, является основным фактором, ограничивающим частотный диапазон их применения. Наибольшее влияние на неравномерность АЧХ помимо конструктивного исполнения обмотки с сердечником 4, электрического экрана, внутренней нагрузки 13, оказывает отклонение от осевой симметрии конструкции устройства в целом. Это приводит к неполной компенсации магнитных полей от токов, вызываемых на экране и обмотке электрической компонентой ЭМП или электрическими полями помех. Некомпенсированные магнитные поля в сердечнике оказывают прямое действие на выходной сигнал устройства, увеличивая его чувствительность к электрическому полю помех. Неидентичность щелей 8 экрана приводит к разнице между токами смещения, протекающими через них и возбуждаемыми в продольных частях 7 экрана ВЧ составляющими E_y , и, соответственно, к появлению помехового сигнала в обмотке.

Частоту резонанса электрического экрана f_{pY} , возбуждаемого высокочастотными составляющими E_y , а также преобразуемого сигнала H_z , можно оценить по известной формуле

$$f_{pY} \approx (2\pi\sqrt{L_Y C_Y})^{-1}, \quad (39)$$

где f_{pY} - частота электрического резонанса экрана;

L_Y - индуктивность продольных частей 7 экрана для ВЧ окружных токов, протекающих через щели 8;

C_Y - общая ёмкость резонансного контура, составленного продольными частями 7 экрана.

Например, для цилиндрических корпуса 6 и продольных частей 7 экрана диаметром D можем принять, в соответствии с (7) оценку L_Y равной

$$L_Y \approx \frac{\mu_0 \pi D^2}{4} l \cdot n^2. \quad (40)$$

При $l = 0,2$ м, $D = 0,02$ м, имеем $n = 5 \text{ м}^{-1}$ и $L_Y \approx 2$ нГн. Ёмкость каждой щели можно оценить по формуле [23]

$$C_{щ} \approx 2\epsilon\epsilon_0 / L \ln(4/k)/\pi, \quad (41)$$

где $C_{щ}$ - ёмкость каждой щели 8;

$1/k \approx 1 + D/t$; t - ширина щели.

При $t = 1$ мм $C_{щ} \approx 5$ пФ и $C_Y \approx 2,5$ пФ. Тогда численная оценка частоты резонанса по (39) - (41) составит

$$f_{pY} \approx 2,3 \text{ ГГц}. \quad (42)$$

Полученная величина f_{pY} даёт оценку нижнего предела ограничения верхней граничной частоты устройства возможными резонансными явлениями в продольных частях 7 экрана, возбуждаемыми поперечными токами, поскольку не учитывает уменьшения индуктивности L_Y , обусловленного замыканием концов продольных частей 7 электрического экрана концевыми частями 9 и 10.

Дополнительную оценку предела ограничения верхней граничной частоты $f_{гр}$ устройства можем получить из анализа эквивалентной схемы устройства при работе с активной внешней нагрузкой, представленной на фиг. 9, из которой по известной формуле определяем время нарастания ПХ $t_{нRC}$ для RC цепочек

$$t_{нRC} \approx 2,2 R_n C_n, \quad (43)$$

где C_n - суммарная ёмкость между второй концевой частью электрического экрана и цепью, состоящей из последнего витка обмотки с её концевыми проводниками, проложенными вдоль линии 3, перемычки 5, внутренней нагрузки 13 и выступающей части внутреннего проводника соединителя 15.

Принимая $C_n \approx 4$ пФ при $R_n = 16,7$ Ом, имеем оценку $f_{гр}$

$$f_{гр} \approx 0,35 / t_{нRC} \approx 2,4 \text{ ГГц}. \quad (44)$$

Принимая во внимание (42), (44), можем уточнить оценку (32) верхней граничной частоты f_v уст-

ройства величиной $\sim 2\text{--}2,2$ ГГц, несколько меньшей величины оценки f_{pY} .

На более низких частотах возможны резонансные явления в контурах растекания наведённого электрическим полем E_Y на частях 7 экрана заряда, проходящих через концевые части 9 и 10 экрана, приводящих при несимметричности конструкции устройства к паразитным резонансам выходного сигнала. Поверхностная плотность высокочастотного тока, наводимого полем E_Y , максимальна на краях, ограничивающих проводящую поверхность, т.е. возле щелей 8 и вырезов 12. Увеличению плотности тока в этих местах способствует также и противоположные на частях 7 экрана, прилегающих к щелям 8, направления растекания этих токов (эффект близости) [24]. Поэтому для оценки резонансных частот в контурах растекания наведённого заряда рассмотрим цепь одного из четырёх, повторяющих друг друга, основных контуров, состоящую из импеданса проводящих полос шириной $\sim D/2$ частей 7 экрана, расположенных по краям половины щели 8 длиной $l/2$, и индуктивности концевого выреза 12 экрана. Форму выреза 12 для расчётов примем в виде круга, диаметром $d_0 = 7$ мм.

Индуктивность на ВЧ единицы длины тонких компланарных однофазных шин шириной $D/2$, расположенных с зазором t при $D/2 \gg t$ [25]

$$L_1 = \mu_0 K(k)/K(k') \approx \mu_0 \pi / 2 \ln(4/k), \quad (45)$$

где k и k' - модули эллиптического интеграла первого рода K , $k = t/(D+t) \approx 0,0476$, $k' = \sqrt{1-k^2}$.

Вычисление по (45) приводит к значению $L_1 \approx 0,445$ мкГн/м, и при длине шин 0,1 м индуктивность продольного участка рассматриваемого контура $L_{\pi} \approx 44$ нГн.

Индуктивность L_T плоского круглого концевого выреза 12 диаметром d_0 и шириной окружающего её проводящего кольца α можно оценить по формуле [25]

$$L_T \approx \frac{\mu_0(d_0+\alpha)}{2} \left[\ln \frac{4(d_0+\alpha)}{\alpha} - 0,5 \right], \quad (46)$$

и для $d_0 = 7$ мм, $\alpha = 2$ мм получаем $L_T \approx 13,5$ нГн.

Общую индуктивность L_K каждого из четырёх параллельных контуров растекания наведённого заряда можно оценить величиной ~ 58 нГн, ёмкость - величиной $C_{\pi}/2 \approx 2,5$ пФ, а резонансную частоту - величиной порядка 400 МГц. Принимая коэффициент магнитной связи между этими четырьмя контурами близким к нулю, получаем такую же частоту резонанса тока растекания заряда через концевые части 9 и 10 экрана, наведённого на частях 7 экрана устройства составляющей поля E_Y .

Амплитуда паразитных колебаний частотой ~ 400 МГц после фронта импульсного сигнала для конструктивно несимметрично выполненного устройства может достигать 100% от амплитуды устоявшейся части сигнала.

Симметричное выполнение всех конструктивных составляющих устройства позволяет минимизировать как реактивные составляющие выходной цепи, приводящие к неравномерностям АЧХ, ПХ и сужению частотного диапазона устройства, так и чувствительность к ортогональным составляющим магнитного поля и к воздействиям электрических полей сигналов ЭМП и помех.

Одним из основных параметров преобразователя МП, обуславливающим возможность использования его в пеленгационных системах, является степень подавления ЭП и поперечных составляющих МП, или бокового приёма [26]. Погрешность измерения продольной составляющей МП H_z , обусловленная боковым приёмом, практически равна нулю, поскольку симметричность выполнения обмотки с сердечником 4 и электрического экрана относительно продольной оси устройства, практически исключает приём поперечных составляющих МП. При экспериментальной проверке степени подавления одновременно воздействующих на материальный макет устройства поперечных составляющих электрического, по оси Y , и магнитного, по оси X , полей частотой 700 кГц, составила 51 дБ, что свидетельствует о хороших потенциальных возможностях использования описываемого устройства в пеленгационных антенных системах.

Осевая симметрия обмотки и соединения концов её частей 1, 2 в сочетании с вышеуказанными взаимосвязями, взаиморасположением и симметрией форм конструктивных составляющих устройства, позволяет уменьшить или исключить чувствительность обмотки, включая концевые её участки, к МП, возбуждаемым токами растекания заряда, наведённого поперечным электрическим полем на частях электрического экрана, в диапазонах от крайне низких радиочастот до УВЧ радиодиапазона.

Без нарушения общности выводов допускается в заявляемом устройстве применять сердечник 4 как из сплошного, так и из трубчатого феррита, например, склеенный из соосно расположенных идентичных ферритовых колец равных по диаметрам и по высоте, что позволяет расширить частотный диапазон при сохранении чувствительности, длины и массы сердечника 4 [27] и расширить номенклатуру применяемых марок феррита.

Концевые части 9 и (или) 10 электрического экрана без нарушения общности выводов могут иметь как плоскую форму, так и формы усечённых прямых конусов, усечённых пирамид, симметричных относительно двух ортогональных плоскостей (обелисков) или других фигур, удовлетворяющих вышеуказанным условиям симметрии выполнения конструкции устройства. Плоскости сечения усечённых фигур должны быть ортогональны продольной оси устройства. Формы концевых частей 9 и 10 электрического

экрана могут отличаться друг от друга.

Концевые вырезы 12 электрического экрана в общем случае ограничиваются симметричными незамкнутыми непрерывными кусочно ломанными или кусочно гладкими линиями, удовлетворяющими вышеуказанным условиям симметрии выполнения конструкции устройства и сопряжения со щелями 8 экрана. Формы концевых вырезов 12 концевой части 9 электрического экрана могут отличаться от форм концевых вырезов 12 концевой части 10 электрического экрана.

Проведённый обзор основных электрофизических явлений, сопровождающих работу устройства, не претендует на полноту, но позволяет составить представление об основных принципах его функционирования, обосновывающих получение заявленного технического результата.

Выполнение обмотки из двух равных частей 1, 2 однослойной, распределённой с удлинённым шагом по всей длине сердечника 4, с концами частей 1, 2, соединёнными между собой по осесимметричным линиям 3, пролегающим вдоль торцов сердечника 4, электрического экрана - однослойным, из двух идентичных продольных частей 7, разделённых двумя идентичными щелями 8, параллельными общей оси сердечника 4 и обмотки, и двух концевых частей 9 и 10, разделённых концевыми вырезами 12 на две равные половины каждая, перемикающиеся на центральных участках соответствующих концевых частей 9, 10 экрана, осей симметрии щелей 8 и вырезов 12 - лежащими в плоскости оси сердечника 4 и обмотки, продольных частей 7 экрана - электрически соединённым с концевыми частями 9, 10 экрана по линиям сопряжения 11, а щелей 8 - сопрягающимися на концах с краями концевых вырезов 12 концевых частей 9, 10 экрана, соединения концов обмотки осевыми перемиками 5 - с центром первой концевой части 9 экрана, и с внутренним проводником выходного соединителя 15, корпус которого, электрически, по замкнутому контуру 14, соединён с центральным участком второй концевой части 10 экрана, введение внутренней нагрузки 13, электрически подключённой параллельно выходному соединителю 15, расположение внутренней нагрузки 13, сердечника 4 с обмоткой и осевыми перемиками 5 внутри электрического экрана и выполнение обмотки - с осевой симметрией второго порядка, остальных конструктивных составляющих - ферритового сердечника 4, осевых перемика 5, диэлектрического корпуса 6, продольных частей 7 электрического экрана, концевых частей 9 и 10 электрического экрана, щелей 8 и концевых вырезов 12 электрического экрана, линии сопряжения 11 частей электрического экрана, внутренней нагрузки 13, выходного радиочастотного коаксиального соединителя 15, замкнутого контура 14 электрического соединения корпуса выходного радиочастотного коаксиального соединителя 15 и второй концевой части 10 электрического экрана - зеркально симметричными относительно плоскости расположения осей симметрии щелей 8 и концевых вырезов 12 электрического экрана и ортогональной ей плоскости, проходящей через общую ось ферритового сердечника 4 и обмотки, позволяет повысить верхнюю граничную частоту до УВЧ радиодиапазона, как следствие, увеличить коэффициент перекрытия частотного диапазона, уменьшить чувствительность к продольной составляющей ЭП сигналов ЭМП или помех.

Повышение верхней граничной частоты до УВЧ радиодиапазона и коэффициента перекрытия частотного диапазона до ста тысяч и более происходит при работе устройства на внешнюю активную нагрузку, согласованную по сопротивлению с волновым сопротивлением выходного соединителя 15. Повышение коэффициента перекрытия частотного диапазона до значений 10^7 - 10^9 происходит при применении различных внешних приёмников выходного сигнала, как согласованных с волновым сопротивлением выходного соединителя 15, так и несогласованных в виде преобразователей ток-напряжение с положительными или отрицательными входными сопротивлениями, меньшими по модулю сопротивления обмотки.

Таким образом, достигается заявленный технический результат, а именно повышение верхней граничной частоты до ультравысокочастотного радиодиапазона, как следствие, повышение коэффициента перекрытия частотного диапазона, уменьшение чувствительности к продольной составляющей электрического поля сигналов ЭМП или помех.

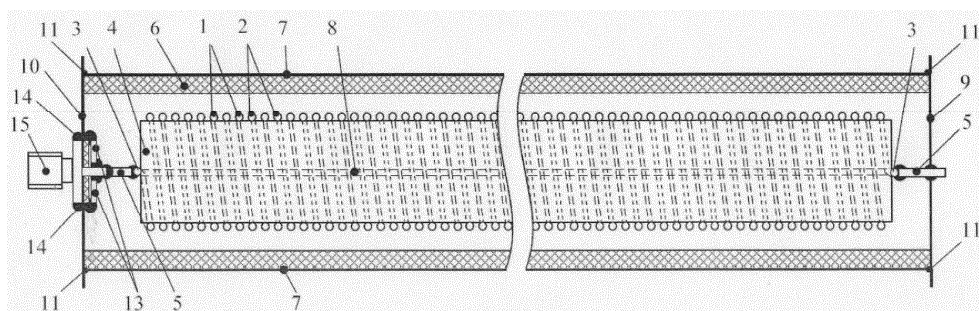
Источники информации

1. Бобков А.М., Бобков В.А. Широкополосная приёмная ферритовая антенна СДВ-СВ диапазона. Патент РФ №2452063, МПК H01Q 7/00, 27.05.2012.
2. Антенна измерительная рамочная HLA 6120. Описание типа средства измерений. Рег. №24004-02 от 30.10.2002 в Государственном реестре СИ.
3. Измеритель уровней электромагнитных излучений ПЗ-41. Описание типа средства измерений. Рег. №27826-10 от 31.08.2010 в Государственном реестре СИ.
4. Кулик М.Г. Экспериментальные исследования возможности использования индукционного преобразователя в СВЧ-диапазоне / Технологии ЭМС, 2016, №4(59). - С. 3-6.
5. Ахмедзянов И.Ш., Молочков В.Ф., Неуструев В.В. Широкополосная приёмная ферритовая антенна. Патент РФ №2466483, МПК H01Q 9/00, 10.11.2012.
6. Андерсон Д.М. Широкополосные трансформаторы тока / Приборы для научных исследований, 1971, №7. - С. 3-14.
7. Cooper J. On the high-frequency response of a Rogowsky coil. / Plasma Physics (Journal of Nuclear Energy Part C) 1963, Vol. 5, p. 288, 289.
8. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. - М.: Мир, 1972.-С. 318.

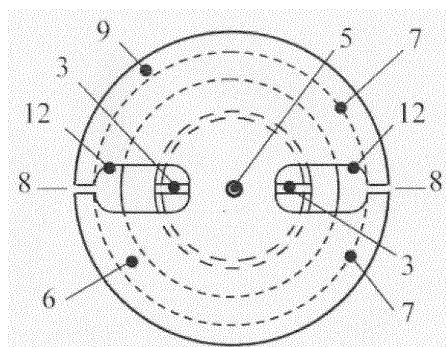
9. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. - М.: Высшая школа, 1996. - С. 259.
10. Розенблат М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. - М.: Наука, 1966. - С. 92.
11. Гликман И.Я., Русин Ю.С. Расчёт характеристик элементов цепей радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Советское радио, 1976. - С. 31, 32.
12. Щелкунов С.А., Фриис Г.Т. Антенны. Теория и практика. - М., Советское радио, 1955. - С. 291-293.
13. Смит Я., Вейн Х. Ферриты. Физические свойства и практические применения. - М.: ИЛ, 1962. - С. 338.
14. Аркадьев В.К. Электромагнитные процессы в металлах. Часть I. -М.-Л.: ОНТИ, 1934. - С. 107, 105.
15. Розенблат М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. - М.: Наука, 1966. - С. 108.
16. Розенблат М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. - М.: Наука, 1966. - С. 100.
17. Розенблат М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М.: Наука, 1966. - С. 101.
18. Хомич В.И. Приёмные ферритовые антенны. - М.-Л.: ГЭИ, 1963. - С. 16.
19. Ефимов И.Е., Останкович Г.А. Радиочастотные линии передач. Радиочастотные кабели. - М.: Связь, 1977. - С. 205, 206.
20. Гликман И.Я., Русин Ю.С. Расчёт характеристик элементов цепей радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Советское радио, 1976. - С. 113.
21. Безруков А.В., Левин Ю.К., Лопатин В.А., Махоткин В.Е., Шурухин Б.П. Датчик магнитного поля. Патент РФ №2079147, фиг. 1, МПК G01R33/02, 10.05.1997.
22. Горошков Б.И. Элементы радиоэлектронных устройств: Справочник. - М.: Радио и связь, 1989. - С. 55, 56.
23. Иоссель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчёт электрической ёмкости. -Л.: Энергоиздат, 1981. - С. 137, 138.
24. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. - М.: Высшая школа, 1986. - С. 155, 156.
25. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей: Справочная книга. - Л.: Энергоатомиздат, 1986. - С. 144, 466.
26. Скородумов С.А., Обоишев Ю.П. Помехоустойчивая магнитоизмерительная аппаратура. - Л., Энергоиздат. Ленинградское отделение, 1981.- С. 98.
27. Корчагин Ю.А., Саломатов В.П., Чернов А.А. Радиосвязь в проводящих средах. - Новосибирск: Наука. Сибирское отделение, 1990. - С. 74-76.

ФОРМУЛА ИЗОБРЕТЕНИЯ

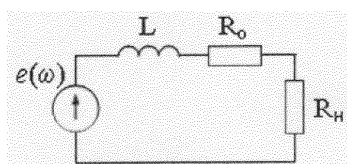
1. Сверхширокополосный преобразователь напряжённости магнитного поля, содержащий обмотку, состоящую из двух равных частей, концы которых электрически соединены между собой с одной стороны, намотанную на ферритовый сердечник и помещённую в электрический экран из электропроводящего материала с двумя идентичными, взаимно противоположно относительно продольной оси электрического экрана расположенными, щелями электрического экрана, отличающийся тем, что содержит диэлектрический корпус, две идентичные продольные части электрического экрана, первую концевую часть электрического экрана, вторую концевую часть электрического экрана, концевые вырезы электрического экрана, выходной радиочастотный коаксиальный соединитель, внутреннюю нагрузку, две осевые перемычки, причём электрический экран охватывает диэлектрический корпус и состоит из двух идентичных продольных частей, первой и второй концевых частей, последние по линиям сопряжения частей электрического экрана электрически соединены с продольными частями электрического экрана и состоят, каждая, из двух равных частей, разделённых концевыми вырезами электрического экрана, электрически соединённым между собой в центральных участках соответствующих концевых частей электрического экрана, корпус выходного радиочастотного коаксиального соединителя по замкнутому контуру электрического соединения корпуса выходного радиочастотного коаксиального соединителя и второй концевой части электрического экрана электрически соединён с центральным участком второй концевой части электрического экрана, внутренняя нагрузка электрически соединена с внутренним проводником выходного радиочастотного коаксиального соединителя и с центральным участком второй концевой части электрического экрана, ферритовый сердечник с обмоткой, внутренняя нагрузка, осевые перемычки полностью заключены в электрическом экране, концы первой и второй частей обмотки, электрически соединены между собой с двух сторон и осевыми перемычками - с центром первой концевой части электрического экрана и с внутренним проводником выходного радиочастотного коаксиального соединителя, фер-



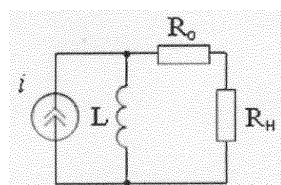
Фиг. 3



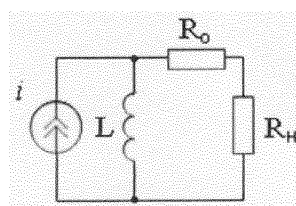
Фиг. 4



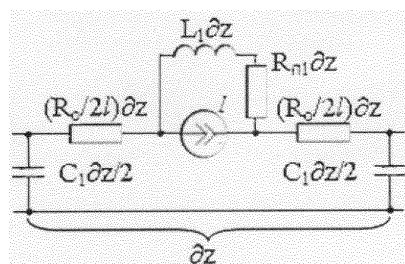
Фиг. 5



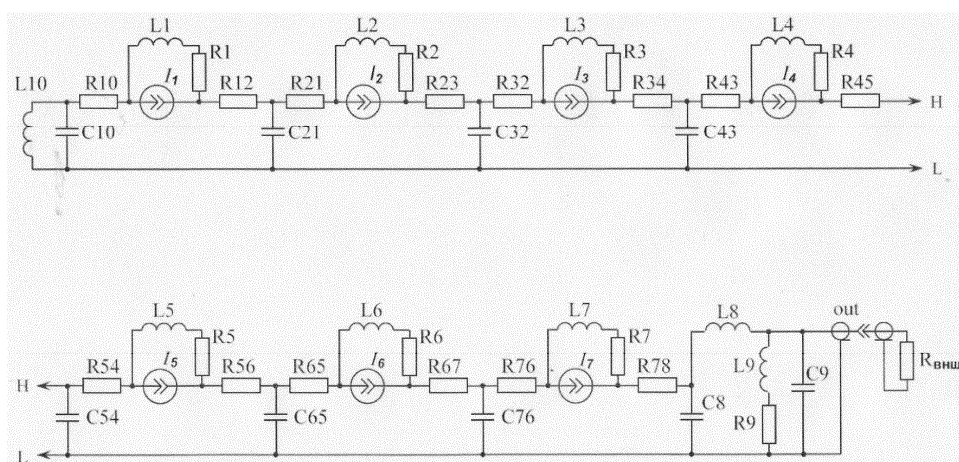
Фиг. 6



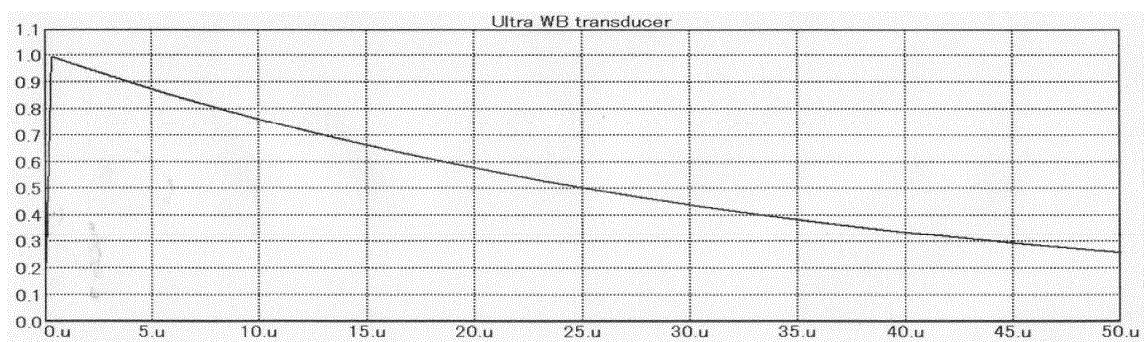
Фиг. 7



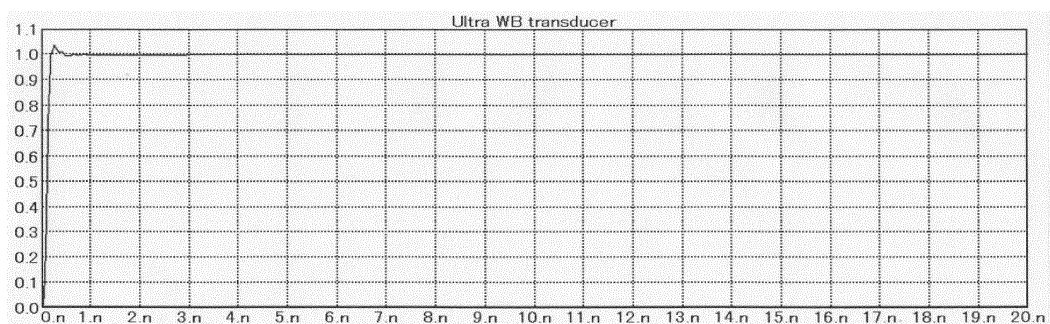
Фиг. 8



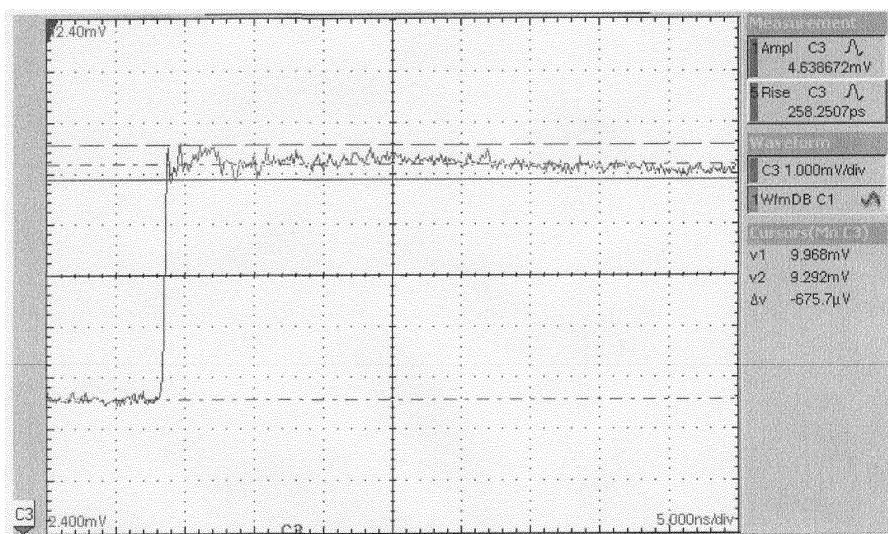
Фиг. 9



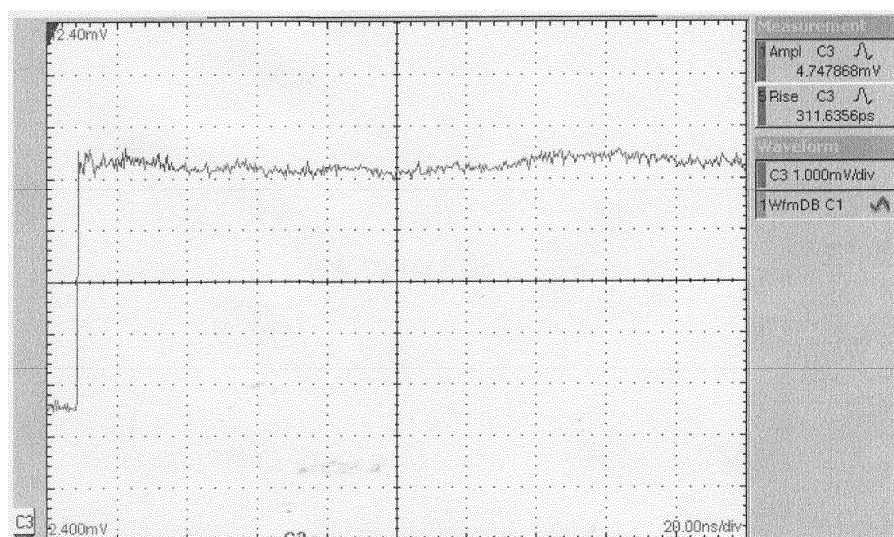
Фиг. 10



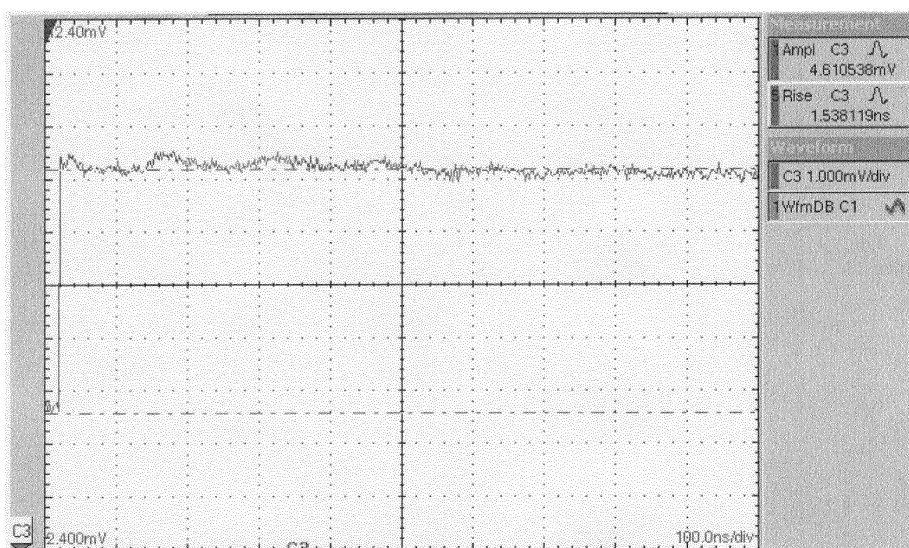
Фиг. 11



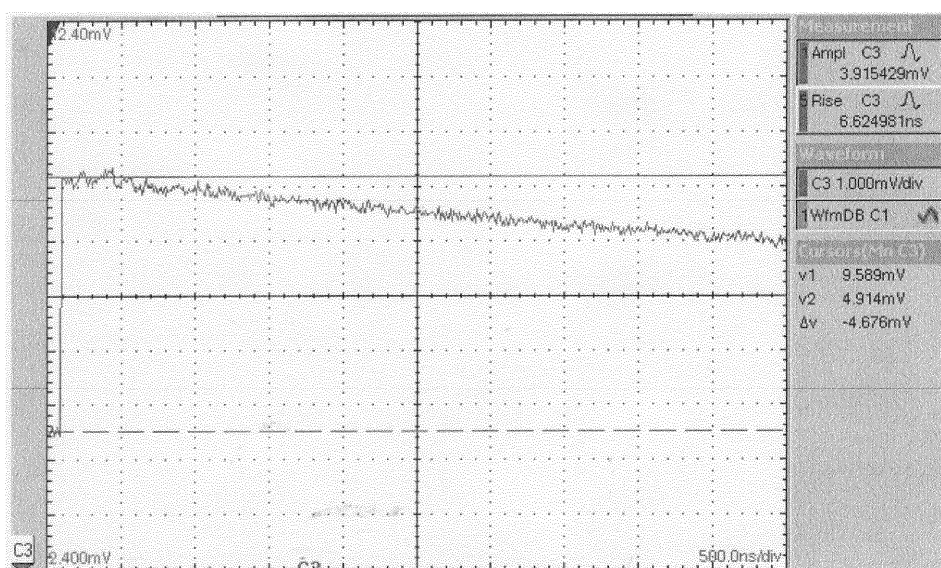
Фиг. 12



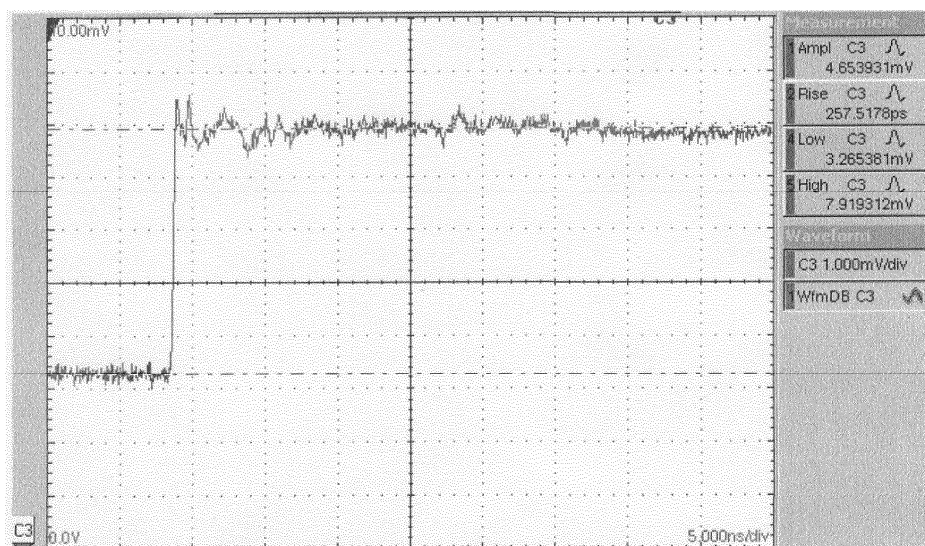
Фиг. 13



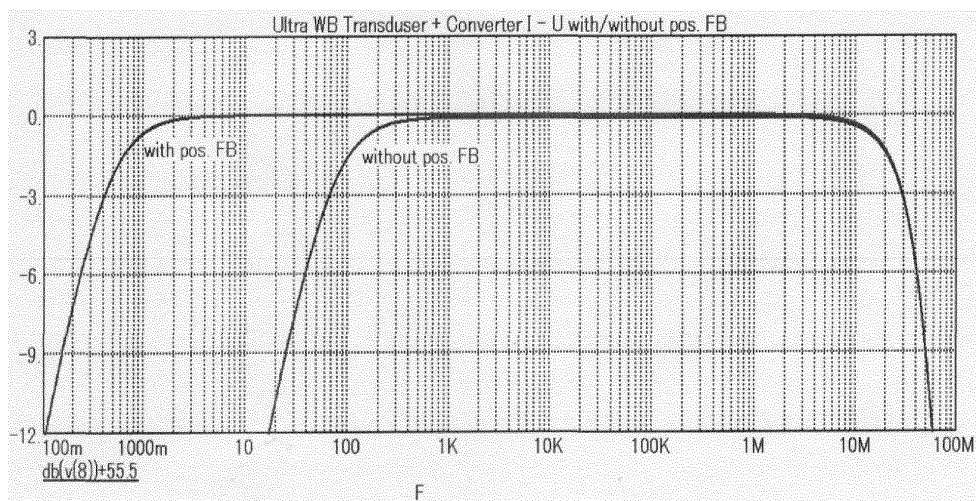
Фиг. 14



Фиг. 15



Фиг. 16



Фиг. 17

