

На правах рукописи

Нгуен Данг Кань

**Исследование модуляционного тракта радиопередатчиков диапазона ВЧ с
раздельным усилением составляющих при работе на узкополосную антенну**

Специальность 2.2.13 - Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Москва – 2024

Работа выполнена в ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (МТУСИ).

Научный руководитель: Варламов Олег Витальевич - доктор технических наук, доцент, начальник НИО "Отдел организации научной работы и публикационной активности" МТУСИ, профессор кафедры "Радиооборудование и схемотехника"

Официальные оппоненты: Дмитриков Владимир Федорович - доктор технических наук, профессор, профессор кафедры теоретических основ телекоммуникаций, ФГБОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», г. Санкт-Петербург

Родин Михаил Валерьевич - кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства», ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет)», г. Москва

Ведущая организация: Федеральное государственное бюджетное учреждение "Ордена Трудового Красного Знамени Российский научно-исследовательский институт радио имени М.И. Кривошеева (ФГБУ НИИР)

Защита диссертации состоится 13 июня 2024 г. в 15:00 часов на заседании диссертационного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций 55.2.002.01 при МТУСИ по адресу: 111024, г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8а, ауд. А-211, тел. +7(495) 957-78-70.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ: (<http://srd-mtuci.ru/images/Dis-Nguyen/dis-Nguyen.pdf>).

Автореферат разослан «___» _____ 2024 г.

Ученый секретарь диссертационного совета 55.2.002.01, д.т.н., доцент

Терешонок Максим Валерьевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы исследования. Увеличение коэффициента полезного действия (КПД) передающего тракта, как наиболее энергоемкого узла любого оборудования радиосвязи и телерадиовещания, представляет собой актуальную задачу как для стационарных высокомошных применений (в силу влияния на эксплуатационные расходы), так и для портативных низкомошных устройств (поскольку определяет продолжительность работы от одного комплекта источников электропитания). Наибольший КПД активных приборов достигается в ключевых режимах работы (классы D, E, F). Для усиления современных спектрально-эффективных вещательных и телекоммуникационных сигналов с переменной амплитудой (например, OFDM - Orthogonal frequency-division multiplexing — мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) использование ключевых режимов работы возможно только при применении «синтетических» методов усиления, таких как дефазирование или метод раздельного усиления составляющих Л. Кана, а также их комбинаций. Наиболее перспективный из этих методов – метод раздельного усиления составляющих (Envelope Elimination and Restoration, EER), успешно применяемый в области мощного радиовещания в низкочастотном (НЧ), среднечастотном (СЧ) и высокочастотном (ВЧ) диапазонах, является объектом большинства исследований, направленных как на повышение рабочей частоты, так и на расширение полосы модулирующих частот.

В ряде случаев передающие устройства радиосвязи и радиовещания вынуждены функционировать с электрически короткой антенной. К таким устройствам относятся передатчики диапазона длинных волн, где полноразмерный четвертьволновый вертикальный вибратор при длине волны 2000 м сложно реализуем; размещенные на подвижных средствах антенны для связи с использованием зенитного излучения в нижней части ВЧ диапазона; носимые радиостанции ВЧ диапазона. Задачи согласования электрически коротких антенн, в том числе с электронным переключением, при необходимости быстрой смены рабочей частоты могут быть успешно решены только в относительно узкой полосе частот. Следовательно, передатчик оказывается нагружен на узкополосную цепь, состоящую из согласующего устройства и собственно антенны.

Ключевые усилители мощности достаточно устойчивы к рассогласованию нагрузки. Передатчики с раздельным усилением составляющих в случае широкополосного рассогласования также допускают работу на рассогласованную нагрузку. Однако при работе с OFDM-сигналами на узкополосную нагрузку высокоэффективные передатчики с разделением составляющих требуют согласования с антенной цепью с КСВ не хуже 1,05 в полосе частот усиливаемого сигнала. Применение

частотно-расширительной цепи (ЧРЦ) с резистивным поглощающим элементом в ряде случаев может обеспечить требуемое согласование антенной цепи, но только на фиксированной частоте и с достаточно высокими потерями.

Таким образом, задача снижения требований к полосе пропускания антенны для высокоэффективного ключевого передатчика с отдельным усилением составляющих является актуальной.

Степень разработанности темы. Исследованием способов построения усилителей с отдельным усилением составляющих с использованием ключевых режимов работы активных элементов в диапазонах СЧ и ВЧ занималась Российская научная школа, созданная Поповым И.А. в Московском техническом университете связи и информатики (Козырев В.Б., Лаврушенков В.Г., Громорушкин В.Н., Гребенников А.В., Варламов О.В. и др.). В качестве зарубежных исследований стоит отметить работы сотрудников Green Mountain Radio Research (GMRR, США, Frederick H. Raab), а также таких ученых как P. Asbeck, S. Cripps, P.V. Kenington, Z.B. Popovic, N.O. Sokal.

Работа ключевых высокочастотных трактов в режимах работы классов D (с резистивной и фильтровой нагрузкой), E и F на рассогласованную нагрузку рассмотрена достаточно подробно в ряде источников. Показано, что для высокочастотного тракта в ключевом режиме рассогласование до величины КСВ = 1,5...2 не является критичным. При использовании высокочастотного ключевого тракта в составе усилителя с разделением составляющих (с ШИМ модулятором) широкополосное рассогласование нагрузки также допустимо. В отличие от широкополосного рассогласования нагрузки, при работе на узкополосную антенну, значение допустимого КСВ на краях полосы сигнала снижается до величины 1,05. Данная особенность характерна для высокоэффективных ключевых передатчиков с разделением составляющих, использующих широтно-импульсную модуляцию в модуляционном тракте при работе с современными телекоммуникационными сигналами. Анализ причин данного эффекта и способы уменьшения его влияния ранее в отечественной и зарубежной литературе не рассматривались.

Цель работы. Расширение пределов допустимого рассогласования узкополосной антенны для ключевых передатчиков с отдельным усилением составляющих, использующих широтно-импульсную модуляцию в модуляционном тракте при работе с современными телекоммуникационными сигналами.

Научная задача заключается в синтезе структур модуляционного тракта передатчиков с отдельным усилением составляющих, обеспечивающих расширение пределов допустимого рассогласования узкополосной антенны.

Для достижения поставленной цели и решения научной задачи в работе требуется

решить комплекс взаимосвязанных частных научных задач:

- провести анализ механизма возникновения нелинейных искажений при работе передатчика с раздельным усилением составляющих на узкополосную антенну;
- разработать компьютерную модель для исследования спектра выходного сигнала передатчика с раздельным усилением составляющих при различных параметрах и конфигурациях модуляционного тракта;
- провести исследование зависимости уровня искажений выходного сигнала от параметров фильтра модуляционного тракта;
- синтезировать аппаратные методы снижения требований к полосе пропускания антенны для передатчика с раздельным усилением составляющих.

Объектом исследования является модуляционный тракт радиопередатчиков систем радиосвязи и радиовещания диапазона ВЧ с раздельным усилением составляющих.

Предметом исследования являются параметры и конфигурации модуляционного тракта передатчиков с раздельным усилением составляющих, обеспечивающие расширение пределов допустимого рассогласования узкополосной антенны.

Методология и методы исследования. При решении поставленных задач использовались методы теории электрических цепей, метод комплексной огибающей, методы имитационного математического моделирования с использованием ЭВМ.

Научная новизна диссертационной работы заключается в том, что в ней впервые:

1. Определены обусловленные модуляционным трактом причины возникновения дополнительных искажений спектра выходного сигнала передатчиков с раздельным усилением составляющих при работе на узкополосные антенны.
2. Разработан алгоритм имитационного моделирования спектра выходного сигнала передатчиков с раздельным усилением составляющих при работе на узкополосные антенны для различных конфигураций модуляционного тракта с использованием фрагмента реального сигнала.
3. Выявлены зависимости минимально необходимой полосы пропускания фильтра модуляционного тракта от полосы пропускания антенны и величины КСВ на краях полосы усиливаемого сигнала для случая работы передатчика с раздельным усилением составляющих на узкополосную антенну, в том числе для предложенного применения двусторонне нагруженных фильтров.
4. Проведен анализ известных и предложенных решений по расширению пределов допустимого рассогласования узкополосной антенны. Показано, что использование предложенного ФВЧ-диплексера совместно с двусторонне нагруженным ФНЧ модуляционного тракта обеспечивает снижение требований к КСВ антенны до

максимального значения 1,47, а допустимая полоса пропускания антенны может быть уменьшена до 2,5 полос сигнала.

Достоверность результатов и выводов обеспечивается корректностью использования математического аппарата и соответствием результатов численного моделирования с известными из литературы результатами экспериментальных исследований.

Теоретическая и практическая значимость работы. Теоретическая значимость работы заключается в полученных зависимостях минимально необходимой полосы пропускания фильтра модуляционного тракта от полосы пропускания антенны и величины КСВ на краях полосы усиливаемого сигнала, в том числе для случая применения предложенных двусторонне нагруженных фильтров и ФВЧ-диплексера.

Практическая значимость заключается в обеспечении возможности работы передатчика с отдельным усилением составляющих с предложенным ФВЧ-диплексером совместно с двусторонне нагруженным ФНЧ модуляционного тракта на узкополосные антенны с КСВ на краях полосы сигнала 1,47 вместо допусавшейся ранее величины КСВ 1,05, что существенно расширяет возможные области применения данных высокоэффективных передатчиков.

Основные результаты диссертации внедрены в ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении «Московский технический университет связи и информатики», что подтверждается актом о внедрении.

Апробация работы. Результаты, изложенные в диссертации, были представлены и обсуждены на следующих конференциях:

1. 2021 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications (SOSG 2021), г. Москва, Россия, 2021 г.
2. 2022 Systems of signal synchronization, generating and processing in telecommunications (SYNCHROINFO 2022), г. Архангельск, Россия, 2022 г.
3. XVII международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества», г. Москва, Россия, 2023 г.

Публикация результатов. По теме диссертации было опубликовано 10 работ. Из них 3 опубликованы в журналах из списка ВАК, 4 работы проиндексированы в базах данных Web of Science и SCOPUS (две из которых в Q1). Получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад автора. Все выносимые на защиту научные результаты получены соискателем лично. Из работ, опубликованных в соавторстве, в диссертацию включена только та их часть, которая выполнена лично соискателем.

Объем и структура работы. Диссертация состоит из введения, четырех разделов,

заклучения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и двух приложений. Основная часть изложена на 100 страницах машинописного текста, содержит 57 рисунков и 2 таблицы; список литературы состоит из 68 наименований.

Соответствие паспорту специальности. Проведенное автором исследование соответствует п. 1. "Исследование процессов и явлений в радиотехнике, позволяющих повысить эффективность радиотехнических устройств и систем", п. 4. "Разработка и исследование устройств генерирования, усиления, преобразования и синтеза радиосигналов, сигналов изображения и звука в радиотехнических системах различного назначения, включая системы телевидения. Создание эффективных методов их расчета и основ проектирования", и п. 7. "Разработка и исследование методов обеспечения электромагнитной совместимости радиотехнических систем и устройств, включая системы связи и телевидения, методов обеспечения их стойкости к электромагнитному и ионизирующему излучению, методов разрушения и защиты информации в этих системах" паспорта специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Положения, выносимые на защиту.

1. Показано, что в передатчиках с отдельным усилением составляющих при их работе на узкополосную антенну сопротивление нагрузки линейно-параметрически изменяется, вплоть до отрицательных значений, при этом сопротивление нагрузки его модуляционного тракта становится нелинейным, фильтр модулятора оказывается без резистивной нагрузки в верхнем участке его полосы пропускания, что приводит к искажению его АЧХ, а также к резкой неравномерности ГВЗ и появлению паразитных высокочастотных резонансных колебаний на его выходе, что увеличивает уровень внеполосных излучений передатчика в целом.

2. Разработанная имитационная модель для исследования ключевых ВЧ передатчиков с отдельным усилением составляющих, учитывающая особенности их работы на узкополосную нагрузку, с использованием реального DRM сигнала, позволяет исследовать процессы, протекающие в ФНЧ ШИМ модуляционного тракта, являющиеся основной причиной возникновения искажений при работе на резонансную антенну.

3. Применение двусторонне нагруженных фильтров в модуляционном тракте позволяет передатчику работать на антенны с вдвое меньшей полосой пропускания, что означает снижение требований к КСВ антенны с 1,03 до 1,07.

4. Предложенный ФВЧ-диплексер совместно с двусторонне нагруженным ФНЧ модуляционного тракта обеспечивает снижение требований к КСВ антенны до максимального значения 1,47, а допустимая полоса пропускания антенны может быть уменьшена до 2,5 полос сигнала.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **введении** обоснована актуальность темы диссертационной работы, сформулированы цель и основные направления исследований.

В **первом** разделе проведен анализ механизма возникновения искажений в передатчиках современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих (Рис. 1) при их работе на узкополосную антенну.

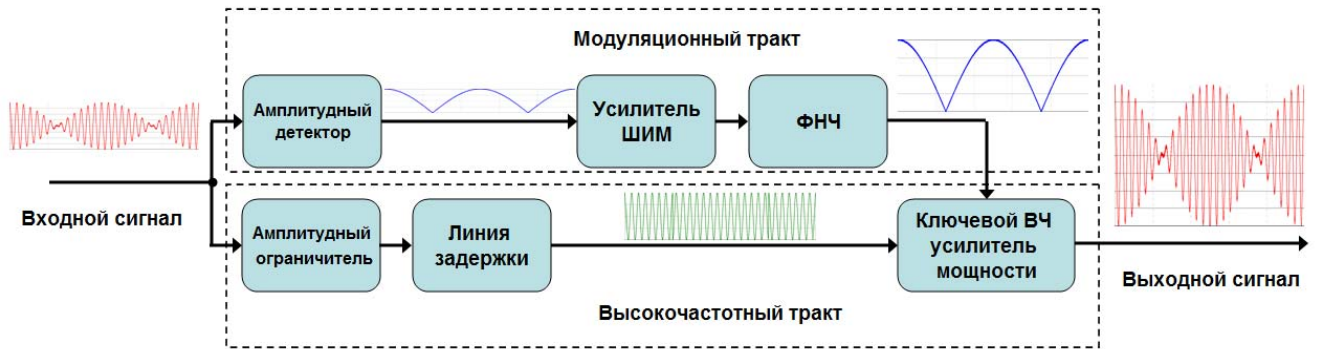


Рисунок 1 - Структурная схема ВЧ усилителя мощности передатчика современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих

Показано, что при воздействии сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией на узкополосную антенну сопротивление нагрузки линейно-параметрически изменяется, вплоть до отрицательных значений (Рис. 2). При этом сопротивление нагрузки модулятора передатчика с отдельным усилением составляющих становится нелинейным.

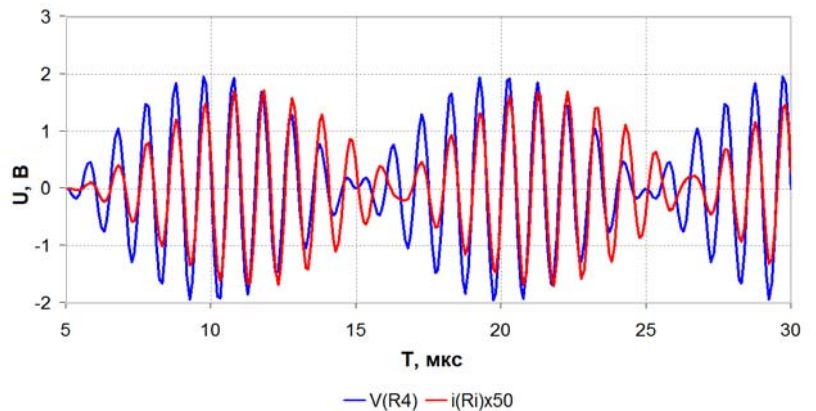
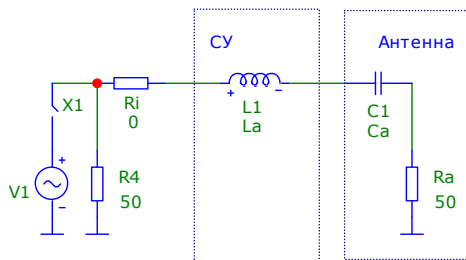


Рисунок 2 - Результаты анализа воздействия двухтонового сигнала на узкополосную антенну. Синим цветом изображено входное напряжение, красным – ток в антенне.

Фильтр модулятора оказывается без резистивной нагрузки в верхнем участке его полосы пропускания, что приводит к искажению его АЧХ, а также к резкой неравномерности ГВЗ и появлению паразитных высокочастотных резонансных колебаний на его выходе (Рис. 3). Для определения количественных требований к

характеристикам узлов передатчика, необходимо разработать его адекватную модель, позволяющую проводить исследования на сигнале, максимально приближенном к реальному OFDM сигналу.

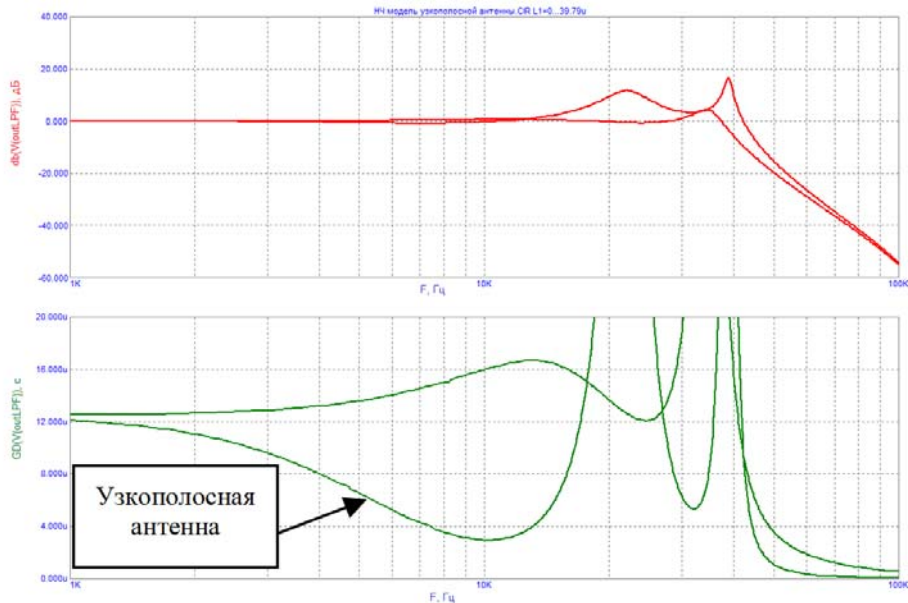


Рисунок 3 - АЧХ (верхний график) и ГВЗ фильтра модулятора при нагрузке на номинальный резистор и на эквивалентную LR цепь, соответствующую узкополосной антенне с полосой пропускания 26 кГц

Во **втором** разделе разработана имитационная модель для исследования ключевых ВЧ передатчиков современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих, учитывающая особенности их работы на узкополосную нагрузку. Показана целесообразность использования метода транзитного анализа и программы схемотехнического моделирования Micro-Cap. Разработанная модель (Рис. 4) функционально состоит из трёх блоков: - узкополосной антенны, усилителя мощности передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих и возбудителя. Модель позволяет изолированно исследовать процессы, протекающие в ФНЧ модулятора, являющиеся основной причиной возникновения искажений при работе ПСТС с отдельным усилением составляющих на резонансную нагрузку. Моделирование проводится с использованием реального DRM сигнала на достаточно больших интервалах времени, что позволяет нивелировать влияние статистических свойств сигнала.

Результаты проведенных предварительных расчетов (Рис. 5) и их сравнение с данными проводившихся ранее экспериментальных исследований (Рис. 6) показали адекватность разработанной модели.

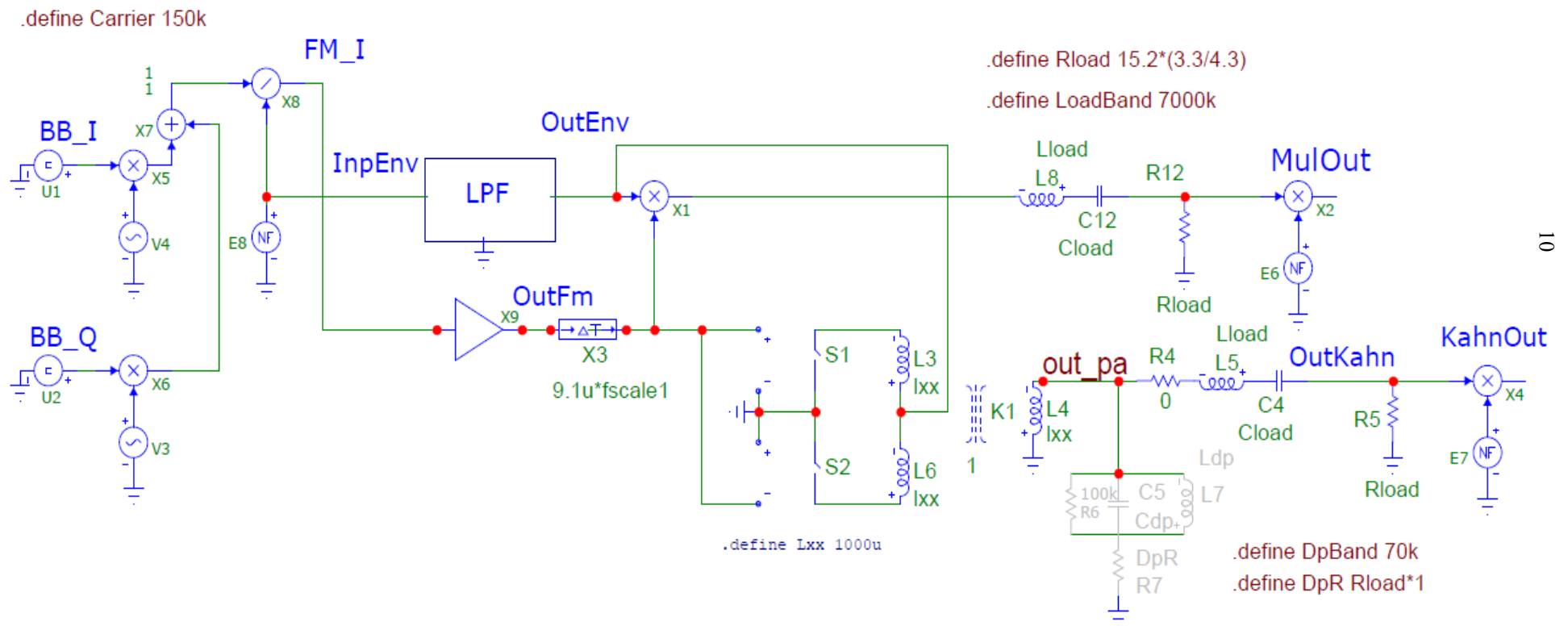
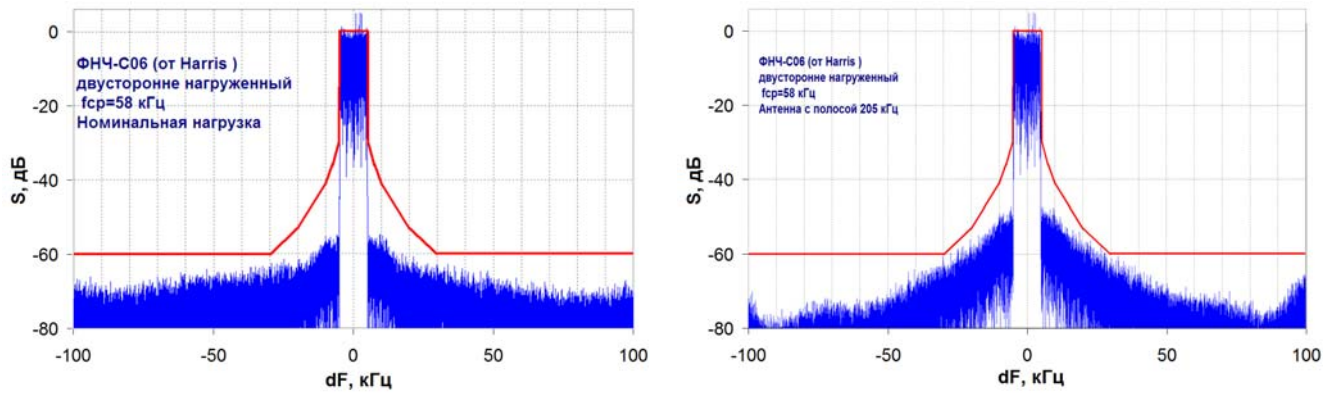


Рисунок 4 - Принципиальная схема модели ПСТС с отдельным усилением составляющих с узкополосной нагрузкой



а)

б)

Рисунок 5 - Спектр выходного сигнала ПСТС с отдельным усилением составляющих с полосой пропускания двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом 58 кГц: а) при работе на согласованную нагрузку; б) при работе на антенну с полосой пропускания 205 кГц (КСВ на краях спектра сигнала равен 1,05)

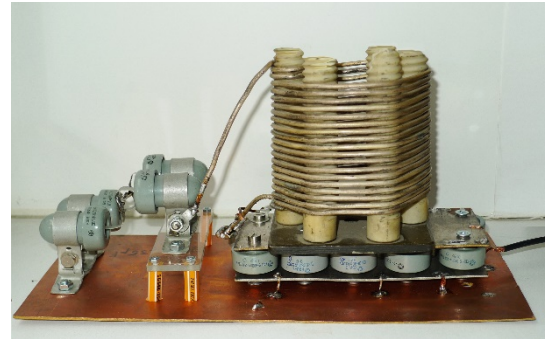
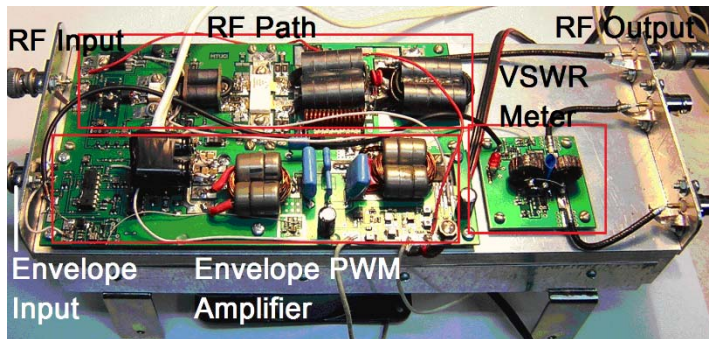


Рисунок 6 - Фотографии макета ПСТС с отдельным усилением составляющих и макета узкополосной нагрузки

В третьем разделе проведены исследования внеполосных излучений передатчиков современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих при использовании четырех вариантов фильтров в модуляционном тракте (односторонне и двусторонне нагруженных с плавным и резким переходом (Рис. 7), соответственно), имеющих одинаковую степень подавления нежелательных продуктов тактовой частоты. Исследования проведены как для номинальной нагрузки (широкополосной антенны), так и для резонансных антенн с ограниченной полосой пропускания.

Показано, что при работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну):

- резкий переход от полосы пропускания к полосе задерживания в ФНЧ модуляционного тракта приводит к увеличению внеполосных излучений, отстоящих от центральной частоты передатчика на частоту среза ФНЧ;
- минимальная допустимая полоса пропускания модуляционного тракта при использовании ФНЧ типа Кауэра со стандартной аппроксимацией – не менее 5-ти полос передаваемого сигнала;

- минимальная допустимая полоса пропускания модуляционного тракта при использовании оптимизированного ФНЧ с плавным переходом – не менее 3,5 полос передаваемого сигнала;

- при работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну) его линейность не зависит от разновидности ФНЧ (односторонне или двусторонне нагруженный) при условии равенства выходного сопротивления источника сигнала (модулятора), принятому при проектировании фильтра.

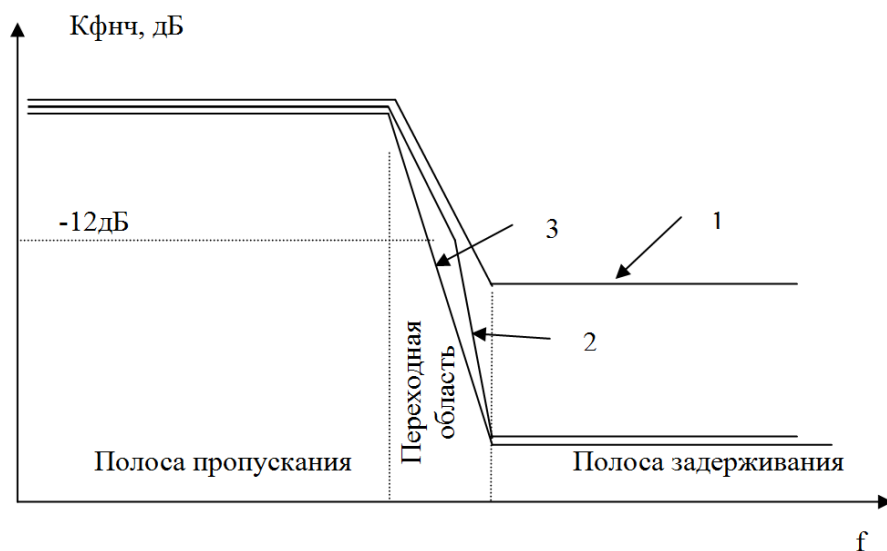


Рисунок 7 - Пример двух способов реализации АЧХ ФНЧ с малой крутизной начального участка переходной области: 1- ФНЧ с малым подавлением; 2 – ФНЧ с плавным переходом; 3 – стандартный ФНЧ с резким изломом АЧХ

Для проведения анализа спектральных характеристик выходного сигнала передатчика при его работе на узкополосную антенну предварительно определена взаимосвязь между полосой пропускания антенны (для ее модели в соответствии с Рис. 4) и максимальным КСВ на границах полосы DRM сигнала. После проведения строгого анализа при допущении $F/f \leq 0.1$, пренебрегая компонентами второго порядка малости, обуславливающими погрешность не более 5%, получено упрощенное выражение:

$$КСВ = \frac{\sqrt{4 + (F/\Pi)^2} + F/\Pi}{\sqrt{4 + (F/\Pi)^2} - F/\Pi}, \quad (1)$$

где F - полоса частот полезного сигнала, Π - полоса пропускания антенны.

Данное выражение подтверждает независимость значения коэффициента стоячей волны (КСВ) на краях полосы сигнала от значения рабочей частоты, что делает универсальными полученные в работе результаты.

Зависимость КСВ от соотношения F/Π приведена на рисунке 8 и может быть

аппроксимирована на участке $F / П \in [0; 0.5]$ экспоненциальной функцией $KCB = 1.001e^{0.9908F/П}$ или квадратичной $KCB = 0.592(F / П)^2 + 0.982(F / П) + 1.0007$ с $R^2 = 1$ в обоих случаях.

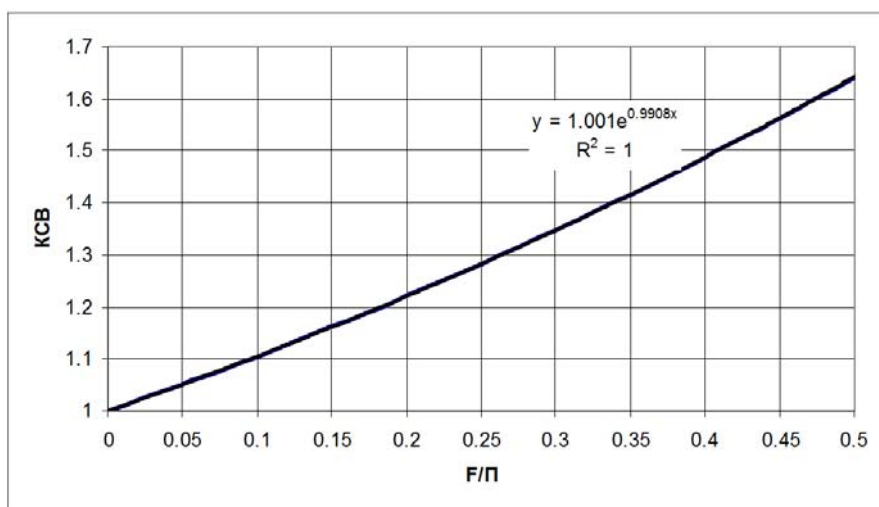
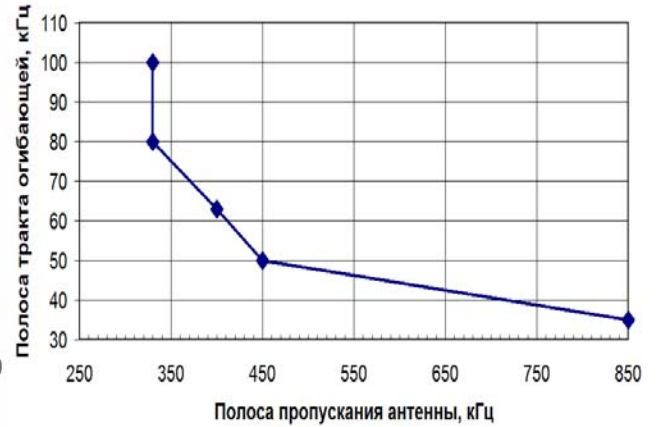
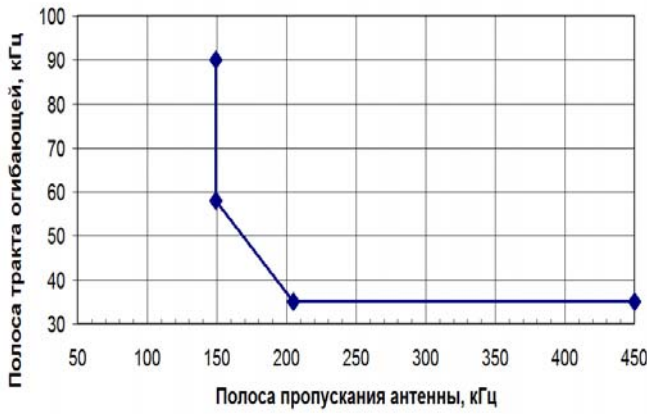


Рисунок 8 - Зависимость максимального КСВ антенной цепи на границах полосы частот полезного сигнала F от отношения F к полосе пропускания антенны $П$

В результате проведенного моделирования получены зависимости минимально необходимой полосы пропускания фильтра модуляционного тракта от полосы пропускания антенны (Рис. 9). Для этого в разработанной модели ПСТС с отдельным усилением составляющих (рис. 4) задавались различные полосы пропускания антенны, и определялась минимально необходимая полоса пропускания ФНЧ тракта огибающей, при которой уровни внеполосных колебаний не превышали допустимых значений.

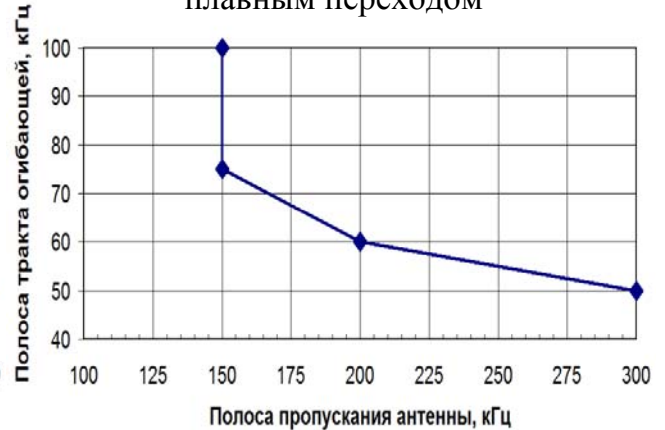
Сравнение результатов анализа, приведенных на рисунке 9 позволяет сделать вывод, что фильтры с плавным переходом обеспечивают работу передатчика на антенны с более узкой полосой пропускания, чем стандартные реализации ФНЧ. Из фильтров с плавным переходом лучшим является двусторонне нагруженный ФНЧ при условии, что он согласован по входу, т.е. выходное сопротивление модулятора резистивное и равно номинальному сопротивлению нагрузки ФНЧ. Однако такое решение требует специальной разработки аппаратной части модулятора.

При работе передатчика на резонансную антенну с ограниченной полосой пропускания выявлены зависимости минимально необходимой полосы пропускания фильтра модуляционного тракта от полосы пропускания антенны и величины КСВ на краях полосы DRM сигнала. Полученные результаты приведены в таблице 1.



а) ФНЧ двусторонне нагруженный с плавным переходом (от Harris)

б) Односторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом



в) Стандартный односторонне нагруженный ФНЧ Кауэра

д) Стандартный двухсторонне нагруженный ФНЧ Кауэра.

Рисунок 9 - Зависимость минимально необходимой полосы пропускания модуляционного тракта от полосы пропускания антенны.

Из анализа и сравнения полученных результатов установлено, что применение двусторонне нагруженных фильтров в модуляционном тракте позволяет передатчику работать на антенны с вдвое меньшей полосой пропускания или, другими словами, снизить требования по КСВ антенны с 1,03 до 1,07. Применение фильтров с плавным переходом по сравнению со стандартными позволяет снизить минимально необходимую полосу пропускания ФНЧ на 20%.

Наиболее предпочтительным является применение двусторонне нагруженного ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом, обеспечивающего работу передатчика на антенну с КСВ=1,07 на краях полосы передаваемого сигнала при минимальной полосе пропускания ФНЧ, равной 58 кГц.

Таблица 1 – Результаты расчетов минимально необходимой полосы пропускания фильтра модуляционного тракта от полосы пропускания антенны и величины КСВ на краях полосы DRM сигнала

Вариант реализации ФНЧ модуляционного тракта	Минимальная полоса пропускания антенны, кГц	Минимальная полоса пропускания ФНЧ, кГц	Максимальный КСВ антенны на краях DRM сигнала
ФНЧ со стандартной АЧХ			
Односторонне нагруженный стандартный ФНЧ 6-го порядка См. рисунок 3.27	350	100	1,03
Двусторонне нагруженный стандартный ФНЧ 6-го порядка См. рисунок 3.28	150	75	1,07
ФНЧ с плавным переходом АЧХ			
Односторонне нагруженный ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом См. рисунок 3.24	330	80	1,03
Двусторонне нагруженный ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом См. рисунок 3.19	150	58	1,07

В **четвёртом** разделе рассмотрены аппаратные методы, направленные на снижение требований к полосе пропускания антенны - применение демпфирующей цепи и ФВЧ-диплексера на выходе ФНЧ модуляционного тракта, а также применение передатчика с многофазной ШИМ.

На основании исследования эффективности применения демпфирующей цепи показано, что ее применение в односторонне нагруженном ФНЧ с плавным переходом не дает положительных результатов в плане снижения искажений (внеполосных излучений) (Рис. 10).

Применение демпфирующей цепи в двусторонне нагруженном ФНЧ с плавным переходом позволяет снизить допустимую полосу пропускания антенны в три раза (со 150 до 50 кГц), что соответствует увеличению допустимого КСВ антенны на краях полосы пропускания с 1,07 до 1,22 (Рис. 11).

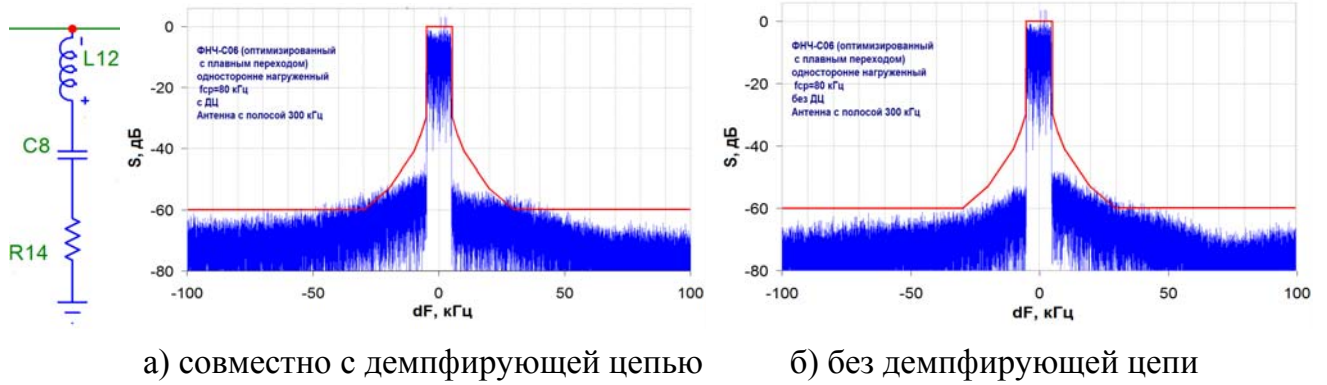


Рисунок 10 - Спектры выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 80 кГц (8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой 300 кГц. Требования ЭМС выполняются на пределе

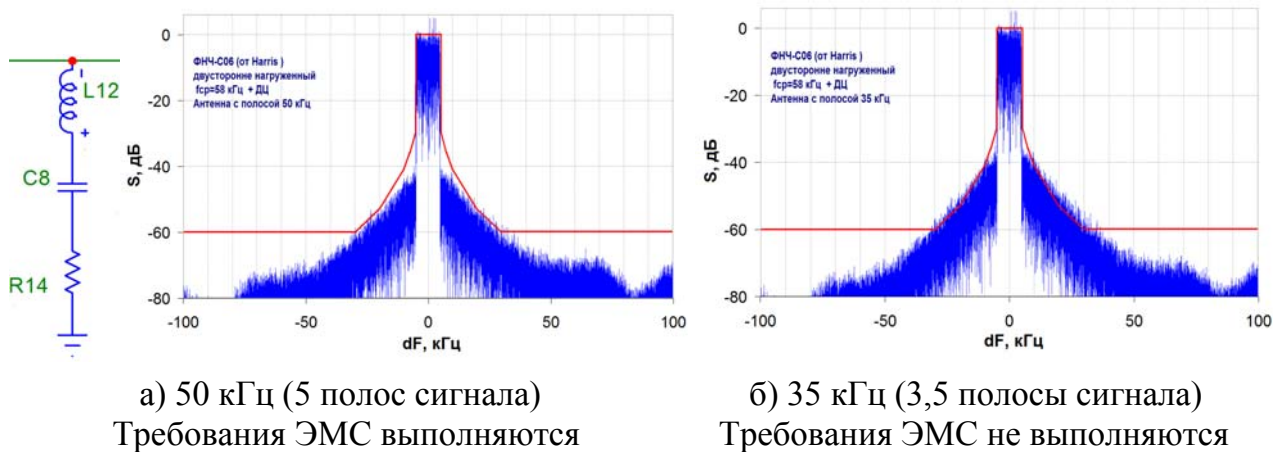


Рисунок 11 - Спектры выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 50 кГц и 35 кГц

Нагрузка ВЧ тракта передатчика в виде узкополосной антенны эквивалентна нагрузке в виде последовательного колебательного контура (Рис. 2.) Его сопротивление можно записать как

$$Z(\omega) = R(1 + j\xi) = R(1 + jQ\nu),$$

$$\text{где } \nu = \frac{2(\omega - \omega_p)}{\omega_p} = \frac{2\Omega}{\omega_p}, \quad Q\nu = \frac{2Q}{\omega_p}\Omega = \frac{2L}{R}\Omega = \tau\Omega, \quad Z(\Omega) = R \cdot (1 + j\tau\Omega).$$

Поскольку АЧХ нагрузки симметрична относительно ее центральной частоты, можно применить метод комплексной огибающей и заменить анализ прохождения узкополосного сигнала через избирательную цепь рассмотрением прохождения огибающей сигнала через низкочастотный эквивалент избирательной цепи. Последовательная LR -цепь:

$$Z(\Omega) = R' + j\omega L' = R' \left(1 + j\omega \frac{L'}{R'} \right) = R'(1 + j\omega\tau'),$$

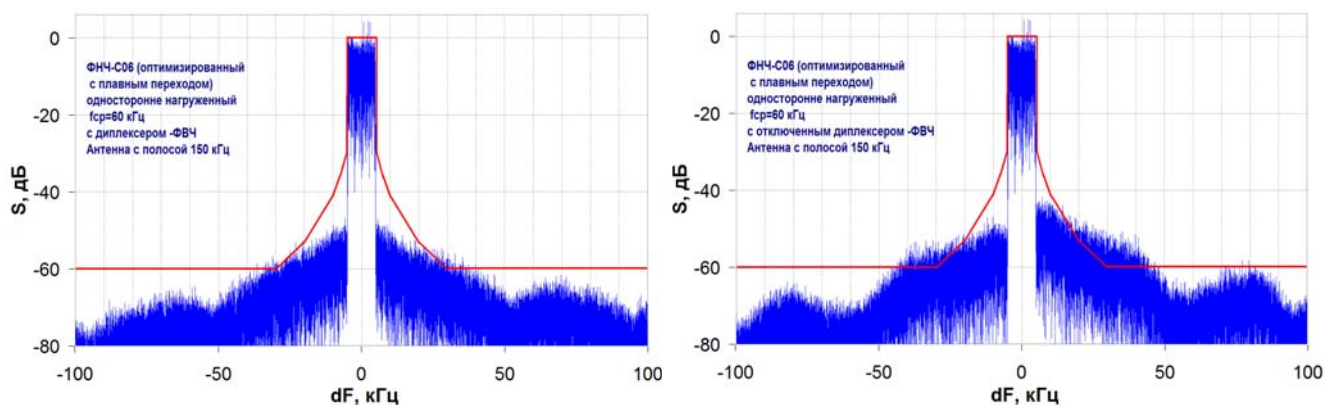
при $R = R'$ и $\tau = \tau'$ является низкочастотным эквивалентом узкополосной антенны, представленной в виде последовательного колебательного контура.

Таким образом, статическая АЧХ нагрузки модулятора определяется эквивалентной последовательной LR цепью (R – номинальное сопротивление нагрузки модулятора) с полосой пропускания по уровню минус 3 дБ, равной половине полосы пропускания антенны ($0,5\Pi_a$). В соответствии с этим, при работе передатчика на узкополосную антенну, фильтр модулятора оказывается без резистивной нагрузки в верхнем участке его полосы пропускания и в полосе задерживания, что приводит к значительной неравномерности ГВЗ и появлению паразитных резонансных колебаний на его выходе (Рис. 3.) Эти паразитные колебания, модулируя ВЧ фазомодулированную (ФМ) составляющую усиливаемого сигнала, вызывают нелинейные искажения (внеполосные излучения) на выходе передатчика.

Для устранения этого эффекта предложено на выходе ФНЧ модуляционного тракта устанавливать ФВЧ-диплексер в виде последовательно соединенных R и C. При этом R должно быть равно номинальному сопротивлению нагрузки ФНЧ модулятора $R_{H_НОМ}$, а величина емкости C рассчитывается из условия обеспечения частоты среза ФВЧ по уровню -3дБ, равной половине полосы пропускания антенны:

$$C = 1 / (\pi R_{H_НОМ} \Pi_A); \text{ где } \Pi_a \text{ – полоса пропускания антенны (Гц).}$$

Применение ФВЧ-диплексера на выходе односторонне нагруженного ФНЧ модуляционного тракта с плавным переходом для случая полосы пропускания антенны 150 кГц при полосе пропускания ФНЧ 60 кГц снижает внеполосные излучения на 7...8 дБ (рис. 12).

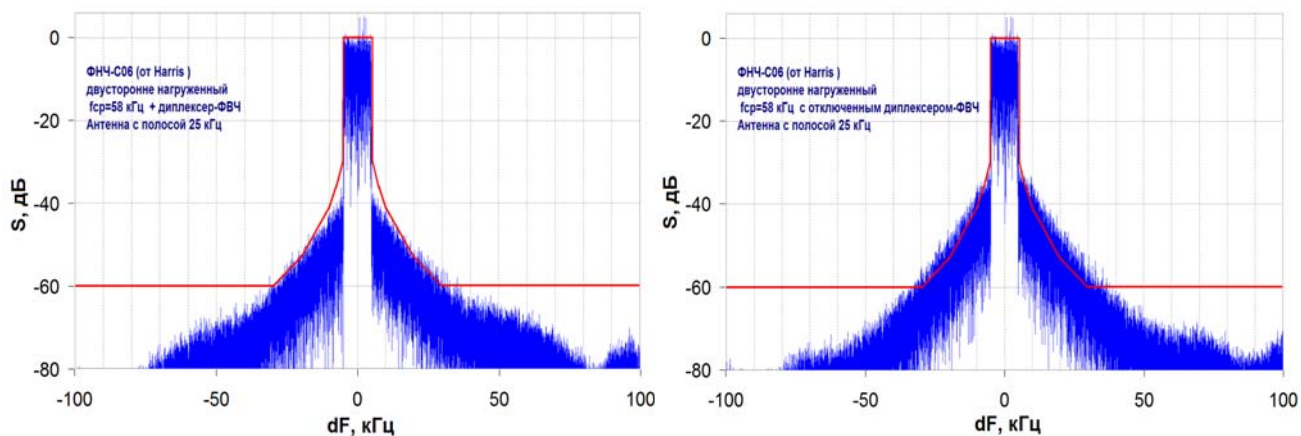


а) ФВЧ-диплексер подключен
Требования ЭМС выполняются

б) ФВЧ-диплексер отключен
Требования ЭМС превышены на 7...8 дБ

Рисунок 12 - Спектры выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 60 кГц (6 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой 150кГц

Применение ФВЧ-диплексера в двусторонне нагруженном ФНЧ с плавным переходом позволяет снизить допустимую полосу пропускания антенны в шесть раз (со 150 до 25 кГц), что соответствует увеличению допустимого КСВ антенны с 1,07 до 1,47 (рис. 13). К недостаткам этого аппаратного метода следует отнести необходимость в зависимости от применяемой антенны индивидуального проектирования и изготовления ФВЧ-диплексеров, устанавливаемых в НЧ-тракте каждой усилительной ячейки передатчика. Для расширения номенклатуры применяемых антенн возможна коммутация конденсаторов ФВЧ-диплексера из набора 2–3 штук. Данные о производстве передатчиков с предложенным ФВЧ-диплексером отсутствуют.



а) ФВЧ-диплексер подключен
Требования ЭМС выполняются

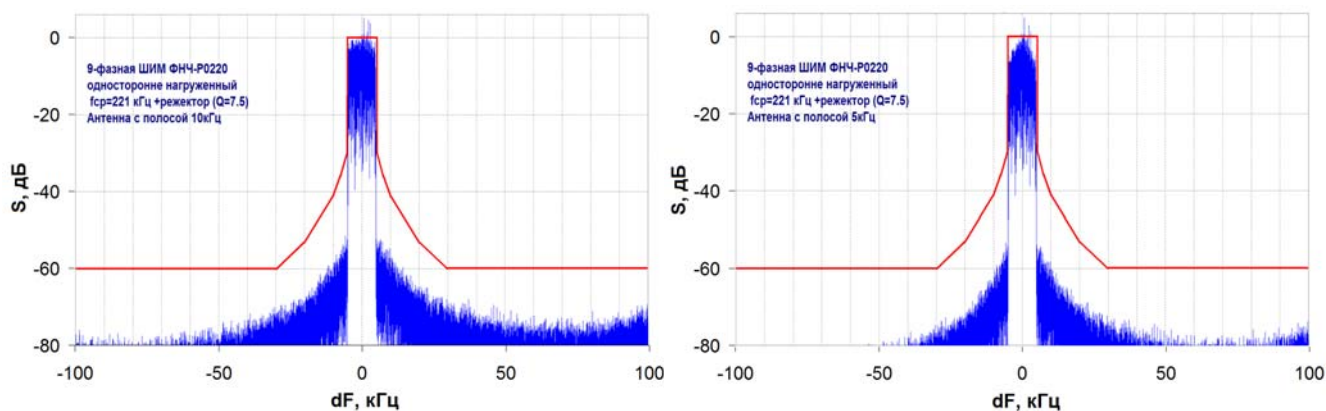
б) ФВЧ-диплексер отключен
Требования ЭМС превышены на 7...8 дБ

Рисунок 13 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой 25 кГц.

При использовании многофазной ШИМ задача подавления напряжения тактовой частоты и нескольких ближайших её гармоник решается их взаимной компенсацией за счет многофазности ШИМ, что существенно облегчает требования к ФНЧ. Однако его выходная ёмкость оказывается недостаточной для блокирования цепи питания ВЧ каскада по четным гармоникам рабочей частоты даже при малой полосе пропускания. Для устранения этого недостатка на выходе ФНЧ предлагается установить режектор, представляющий собой последовательный LCR колебательный контур с невысокой добротностью, настроенный на вторую гармонику рабочей частоты.

Многофазная ШИМ при использовании односторонне нагруженного ФНЧ 2-го порядка и установке в ячейках ВЧ-тракта режекторов 2-й гармоники рабочей частоты позволяет работать на антенны с полосой пропускания до половины полосы сигнала (рис. 14). Ограничения на полосу пропускания антенны и ее КСВ обусловлены только неравномерностью АЧХ антенны в полосе передаваемого сигнала. Использование двухсторонне нагруженного ФНЧ дает меньший эффект. Недостатком данного метода

является необходимость установки узкополосных режекторов, блокирующих цепь питания каждой ВЧ-ячейки по 2-й гармонике, что требует изготовления подобного передатчика под заказ на фиксированную рабочую частоту.



а) при работе на антенну с полосой 10 кГц. Внеполосные излучения ниже требований ЭМС на 7...10 дБ.

б) при работе на антенну с полосой 5 кГц. Внеполосные излучения ниже требований ЭМС на 15...17 дБ.

Рисунок 14 - Спектр выходного сигнала передатчика с 9-ти фазной ШИМ при использовании односторонне нагруженного ФНЧ P0220 с режектором 2-ой гармоники рабочей частоты на выходе с полосой пропускания 221 кГц (22.1 полос передаваемого сигнала)

Результаты проведенных исследований по всем рассмотренным вариантам сведены в таблицу 2. Наиболее перспективным решением является использование ФВЧ-диплексера, позволяющее относительно простыми средствами расширить допустимый КСВ узкополосной антенны в полосе сигнала с исходного значения 1,05 до 1,47.

Таблица 2 – Результаты сравнительного анализа аппаратных методов, направленных на снижение требований к полосе пропускания антенны

Метод	Минимальная полоса пропускания антенны, кГц	Полоса пропускания ФНЧ, кГц	Максимальный КСВ антенны
Демпфирующая цепь			
Односторонне нагруженный ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом	300	80	1,03
Двусторонне нагруженный ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом	50	58	1,22

ФВЧ-диплексер			
Односторонне нагруженный ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом	150	60	1,07
Двусторонне нагруженный ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом	25	58	1,47
Многофазная (9-ти фазная) ШИМ			
Односторонне нагруженный ФНЧ 2-го порядка с режектором 2-ой гармоники рабочей частоты	5	221	Не ограничен*
Двусторонне нагруженный ФНЧ 2-го порядка с режектором 2-ой гармоники рабочей частоты	100	221	1,1

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационном исследовании получены следующие научные результаты:

1. Определены обусловленные модуляционным трактом причины возникновения дополнительных искажений спектра выходного сигнала передатчиков с отдельным усилением составляющих при работе на узкополосные антенны. Показано, что сопротивление нагрузки линейно-параметрически изменяется, вплоть до отрицательных значений, при этом сопротивление нагрузки модулятора передатчика становится нелинейным, а фильтр модулятора оказывается без резистивной нагрузки в верхней части его полосы пропускания. Это приводит к искажению его АЧХ, а также к резкой неравномерности ГВЗ и появлению паразитных высокочастотных резонансных колебаний на его выходе, что увеличивает уровень внеполосных излучений передатчика в целом.

2. Разработан алгоритм имитационного моделирования спектра выходного сигнала передатчиков с отдельным усилением составляющих при работе на узкополосные антенны для различных конфигураций модуляционного тракта с использованием фрагмента реального сигнала. Разработанная имитационная модель позволяет исследовать процессы, протекающие в ФНЧ ШИМ модулятора и в предлагаемых решениях, являющиеся основной причиной возникновения искажений при работе на резонансную антенну.

3. Выявлены зависимости минимально необходимой полосы пропускания фильтра модуляционного тракта от полосы пропускания антенны и величины КСВ на краях полосы усищаемого сигнала для случая работы передатчика с отдельным усилением составляющих на узкополосную антенну, в том числе для предложенного

применения двусторонне нагруженных фильтров. Показано, что применение двусторонне нагруженных фильтров в модуляционном тракте позволяет передатчику работать на антенны с вдвое меньшей полосой пропускания, что означает снижение требований к КСВ антенны с 1,03 до 1,07.

4. Проведен анализ известных и предложенных решений по расширению пределов допустимого рассогласования узкополосной антенны. Показано, что использование предложенного ФВЧ-диплексера совместно с двусторонне нагруженным ФНЧ модуляционного тракта обеспечивает снижение требований к КСВ антенны до максимального значения 1,47, а допустимая полоса пропускания антенны может быть уменьшена до 2,5 полос сигнала. Получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ для расчета элементов предложенного ФВЧ-диплексера.

К перспективам дальнейшей разработки темы можно отнести разработку вариантов технических решений, обеспечивающих возможность широкого использования двусторонне нагруженных ФНЧ тракта огибающей.

Разработанный алгоритм и имитационная модель для исследования спектра выходного сигнала передатчиков с разделением составляющих с использованием фрагмента реального сигнала может также быть применен для будущего анализа обратных интермодуляционных искажений.

СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ

Статьи в научных изданиях, входящих в перечень ВАК

1. Варламов, О. В. Комбинирование синтетических методов высокоэффективного высокочастотного усиления / О. В. Варламов, Д. К. Нгуен, С. Е. Грычкин. – DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. – Т. 15, № 9. – С. 11-16.
2. Нгуен, Д. К. Зависимость уровня искажений выходного сигнала передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих от параметров фильтра тракта огибающей / Д. К. Нгуен, О. В. Варламов. – DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-2-12-26. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2023. – Т. 17, № 2. – С. 12-26.
3. Нгуен, Д. К. Методы снижения требований к полосе пропускания антенны для передатчика с разделением составляющих / Д. К. Нгуен. – DOI: 10.18127/j00338486-202309-09. // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 9. – С. 96-112.

Публикации в изданиях, индексируемых в Web of Science и Scopus

4. Varlamov, O. Broadband and efficient envelope amplifier for envelope elimination and

- restoration/envelope tracking higher-efficiency power amplifiers / O. Varlamov, D. C. Nguyen, A. Grebennikov. – DOI: 10.3390/s22239173. // Sensors. – 2022. – Т. 22, № 23. – С. 9173.
5. Nguyen, D. C. Theoretical comparison of different envelope elimination and restoration transmitter PWM modulator configurations to expand the possible antenna mismatch / D. C. Nguyen, V. N. Gromorushkin, O. Varlamov. – DOI: 10.3390/s23239466. // Sensors. – 2023. – Т. 23, № 23. – С. 9466.
 6. Varlamov, O. V. Simultaneous application of several synthetic methods for high efficiency radiofrequency amplification / O. V. Varlamov, D. C. Nguyen, S. E. Grychkin. – DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416126. // В сборнике: 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings. – 2021. – С. 9416126.
 7. Nguyen, D. C. Simulation model for switching mode envelope elimination and restoration RF power amplifiers research / D. C. Nguyen, O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840917. // В сборнике: 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – 2022. – С. 9840917.

Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ

8. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023684480 Российская Федерация. Программа расчета ФВЧ-диплексера на выходе фильтра тракта огибающей для передатчиков DRM / О.В. Варламов, Д.К. Нгуен; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2023684480; заявл. 03.11.2023; опубли. 15.11.2023. – 1 с.

Прочие публикации

9. Нгуен, Д. К. Имитационная модель для исследования работы ключевых ВЧ-усилителей мощности с раздельным усилением составляющих на узкополосную нагрузку / Д. К. Нгуен, О. В. Варламов. – DOI: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18. // Научные технологии в космических исследованиях Земли. – 2022. – Т. 14, № 2. – С. 10-18.
10. Нгуен, Д. К. Механизм возникновения нелинейных искажений при работе передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих на узкополосную антенну / Д. К. Нгуен. // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2023. – Т. 14, № 1. – С. 40-48.