

**Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное  
бюджетное образовательное учреждение высшего образования  
«МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ»**

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

**Диссертация**

на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
д.т.н., доцент Варламов О.В.

Москва – 2024

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 МЕХАНИЗМ ВОЗНИКНОВЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ РАБОТЕ ПЕРЕДАТЧИКА СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА УЗКОПОЛОСНУЮ АНТЕННУ .....	11
1.1 Введение к разделу 1.....	11
1.2 Качественный анализ воздействия сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией на узкополосную антенну .....	13
1.3 Качественный анализ работы передатчика современных телекоммуникационных сигналов с раздельным усилением составляющих на узкополосную антенну .....	17
1.4 Выводы по разделу 1.....	21
2 РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ПЕРЕДАТЧИКА СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ .....	22
2.1 Введение к разделу 2.....	22
2.2 Выбор метода анализа и программного обеспечения .....	23
2.3 Описание разработанной модели .....	24
2.4 Примеры расчетов .....	33
2.5 Выводы по разделу 2.....	35
3 ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ УРОВНЯ ИСКАЖЕНИЙ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ ОТ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА МОДУЛЯЦИОННОГО ТРАКТА .....	37
3.1 Введение к разделу 3.....	37
3.2 Обзор типов используемых фильтров модуляционного тракта .....	37
3.3 Анализ спектральных характеристик выходного сигнала передатчика при его работе на номинальную резистивную нагрузку...	42

3.4 Анализ спектральных характеристик выходного сигнала передатчика при его работе на узкополосную антенну. Исследование зависимости минимально необходимой полосы пропускания модуляционного тракта от величины КСВ в полосе пропускания антенны .....	51
3.5 Разработка рекомендаций по выбору параметров фильтра модуляционного тракта .....	65
3.6 Выводы по разделу 3.....	66
4 МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К ПОЛОСЕ ПРОПУСКАНИЯ АНТЕННЫ ДЛЯ ПЕРЕДАТЧИКА С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ.....	68
4.1 Введение к разделу 4.....	68
4.2 Применение демпфирующей цепи на выходе ФНЧ модуляционного тракта .....	70
4.3 Применение ФВЧ-диплексера на выходе фильтра модуляционного тракта .....	73
4.3.1 Применение ФВЧ-диплексера на выходе односторонне нагруженного ФНЧ модуляционного тракта с плавным переходом .....	75
4.3.2 Применение ФВЧ-диплексера на выходе двусторонне нагруженного ФНЧ модуляционного тракта с плавным переходом .....	76
4.4 Применение передатчика с многофазной ШИМ .....	78
4.5 Сравнительный анализ аппаратных методов снижения чувствительности передатчика к полосе пропускания антенны .....	84
4.6 Выводы по разделу 4.....	86
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	88
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	90
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	92
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Акт о внедрении результатов диссертационной работы.....	101
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.....	102

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.**

Повышение коэффициента полезного действия (КПД) передающего тракта, как наиболее энергоемкого узла любого оборудования радиосвязи и телерадиовещания – актуальная задача для стационарных мощных применений (так как влияет на эксплуатационные расходы) и для носимых маломощных устройств (поскольку определяет время работы от одного комплекта источников электропитания). Наибольший КПД активных приборов достигается в ключевых режимах работы (классы D, E, F), подробно исследованных в научно-технической литературе [1–3]. 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 [4] или метода отдельного усиления составляющих Л. Кана [5], а также их комбинаций [6]. Наиболее перспективный из этих методов – метод отдельного 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 [7, 8].

Передающие устройства систем радиосвязи и радиовещания в ряде случаев вынуждены работать 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 [9, 10] 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 [11]. Передатчики с отдельным усилением составляющих в случае широкополосного рассогласования также допускают работу на рассогласованную нагрузку [12]. 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 усищаемого сигнала [13, 14]. Предложенное в [15] решение в виде 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 отечественная научная школа, созданная Поповым И.А. в Московском техническом университете связи и информатики (Козырев В.Б., Лаврушенко В.Г., Громорушкин В.Н., Гребенников А.В., Варламов О.В. и др. [1-3]). В качестве зарубежных исследований стоит отметить работы сотрудников Green Mountain Radio Research (GMRR, США, Frederick H. Raab [16]), а также таких ученых как P. Asbeck, S. Cripps, P.B. 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, в том числе в [1, 11]. Показано, что для высокочастотного тракта в ключевом режиме рассогласование до величины  $K_{СВ} = 1,5...2$  не является критичным. При использовании высокочастотного ключевого тракта в составе усилителя с разделением составляющих (с ШИМ модулятором) широкополосное рассогласование нагрузки также допустимо [12]. В отличие от широкополосного рассогласования нагрузки, при работе на узкополосную антенну, значение допустимого  $K_{СВ}$  на краях полосы сигнала, как показали экспериментальные исследования [14], 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 отдельным усилением составляющих на узкополосную антенну;

- разработать компьютерную модель для исследования спектра выходного сигнала передатчика с отдельным 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 отдельным усилением составляющих.

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

**Предметом исследования** являются параметры и конфигурации модуляционного тракта передатчиков с отдельным 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 отдельным усилением составляющих при работе на узкополосные антенны.

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.

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 отдельным 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 усищаемого 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 допустимой ранее величины КСВ 1,05, что существенно расширяет возможные области применения данных высокоэффективных передатчиков.

Основные результаты диссертации внедрены в орден Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении «Московский технический университет связи и информатики», что подтверждается актами о внедрении (Приложение А).

#### **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, 2021 г. [17];

2. 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO 2022), г. Архангельск, Российская Федерация [18].

3. XVII международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества», г. Москва, МТУСИ, 2023 г. [19].

#### **Публикация результатов.**

По теме диссертации было опубликовано 10 работ [6,7, 17-24]. Из них 3 опубликованы в журналах из списка ВАК [6, 20, 21], 4 работы проиндексированы в базах данных Web of Science и SCOPUS [7, 17, 18, 24] (две из которых в Q1 [7, 24]). Получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ [22].

#### **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.

#### **Структура работы.**

Диссертация состоит из введения, четырех разделов, заключения, 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.

# 1 МЕХАНИЗМ ВОЗНИКНОВЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ РАБОТЕ ПЕРЕДАТЧИКА СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА УЗКОПОЛОСНУЮ АНТЕННУ

## 1.1 Введение к разделу 1

Структурная схема ВЧ усилителя мощности передатчика с раздельным усилением составляющих неоднократно описана в научно-технической литературе, в том числе в [1, 24] и приведена на рисунке 1.1 вместе с эюрами напряжений в различных трактах, поясняющими принцип его работы.

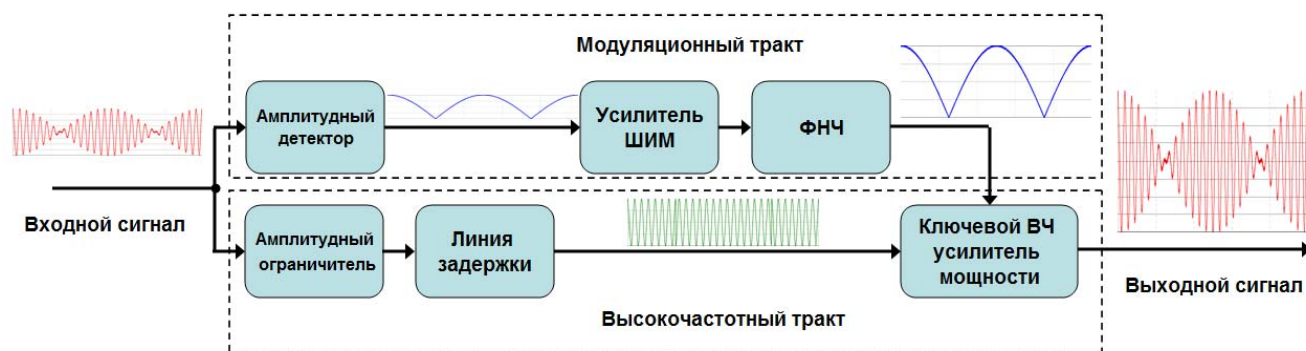


Рисунок 1.1 - Структурная схема ВЧ усилителя мощности с раздельным усилением составляющих

Нагрузкой для передатчика служит передающая антенна. Передающая антенна может быть электрически короткой, и, соответственно, узкополосной, в носимых широкополосных когнитивных устройствах, в мобильных бортовых приложениях в нижней части КВ диапазона, использующих радиосвязь с зенитным излучением (в англоязычной литературе Near Vertical Incidence Skywave - NVIS) [25], в навигационных системах диапазона ДВ, таких как Enhanced Long-Range Navigation - E-LORAN (и подобных) и т.д. Наиболее показательны проблемы работы передатчика современных телекоммуникационных сигналов (ПСТС) с раздельным усилением составляющих

на узкополосную антенну можно рассмотреть на примере цифрового радиовещания стандарта DRM в диапазоне ДВ.

Цифровое радиовещание DRM в диапазоне ДВ является наиболее экономичным способом обслуживания малонаселенных и удаленных районов, не имеющих телекоммуникационной инфраструктуры [26, 27, 28]. При организации цифрового радиовещания DRM в полосах частот ниже 30 МГц [29] ширина полосы сигнала может достигать 10...20 кГц [30] и, естественно, полоса пропускания антенно-фидерных устройств (АФУ) не должна быть меньше этой величины. В диапазонах низких и средних частот обеспечение требуемой широкополосности антенны представляет собой трудную и дорогостоящую проблему [31]. В то же время производители и поставщики современных радиопередатчиков [13, 32], усилители мощности которых построены по методу отдельного усиления составляющих модулированных колебаний (метод Кана), отмечают необходимость тщательной настройки антенны. Так КСВ должен быть не хуже 1,05...1,1 на краях полосы сигнала DRM, что обеспечивает заданные показатели качества излучаемого сигнала цифрового вещания. В противном случае возникают недопустимые нелинейные искажения, что приводит к расширению спектра сигнала.

В доступной литературе отсутствуют сведения о причинах искажений цифрового сигнала при работе ПСТС отдельным усилением составляющих на узкополосную антенну, что, в свою очередь, не позволяет разработать рекомендации на технические характеристики отдельных трактов цифровых передатчиков различных диапазонов частот.

В настоящем разделе в соответствии с опубликованной работой автора [19], проводится качественный анализ процессов, происходящих при работе передатчика на узкополосную антенну, что в дальнейшем позволит разработать адекватные модели передающего устройства с целью проведения подробного моделирования возникновения нелинейных искажений и разработки предложений по способам их снижения.

## 1.2 Качественный анализ воздействия сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией на узкополосную антенну

Анализ будем проводить на простейшем эквиваленте антенной цепи, схема которого приведена на рисунке 1.2.

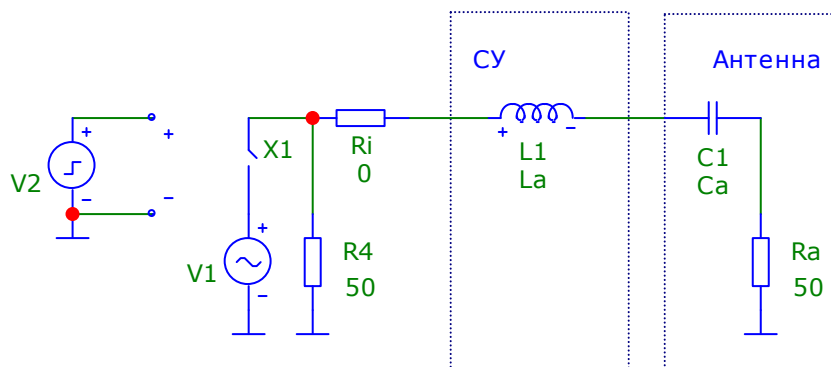


Рисунок 1.2 - Эквивалентная схема узкополосной антенны

На представленной схеме собственно элементы  $C1$  (емкостная составляющая входного импеданса) и  $Ra$  (сопротивление излучения) являются эквивалентом электрически короткой антенны, а элемент  $L1$  - согласующим устройством, компенсирующим емкостную реактивную составляющую входного сопротивления антенны. Элементы  $L1$ ,  $C1$  образуют последовательный колебательный контур, настроенный на рабочую частоту. Их номиналы  $La$ ,  $Ca$  могут варьироваться в процессе анализа таким образом, что резонансная частота остается постоянной, а изменяется лишь добротность антенны  $Qa$ , определяемая как отношение величины сопротивления реактивного элемента к активному сопротивлению антенны  $Ra$ :

$$Q_a = \omega_p L_a / R_a = 1 / (\omega_p C_a R_a),$$

откуда

$$L_a = Q_a R_a / \omega_p; \quad C_a = 1 / (\omega_p Q_a R_a),$$

где  $\omega_p$  - резонансная частота антенны. Ключ X1 обеспечивает подачу на эквивалент антенной цепи радиоимпульса с заполнением синусоидальным сигналом с частотой  $\omega_p$  от источника V1.

На рисунке 1.3 приведены результаты анализа антенной цепи с добротностью  $Q_a=5$  в программе «Micro Cap» при воздействии на её вход радиоимпульса длительностью 10 мкс с частотой заполнения, равной резонансной частоте антенны 1000 кГц.

На графике приведены эпюры входного напряжения (синий цвет) и тока в антенне (красный цвет). Рассмотрим поведение мгновенной нормированной входной проводимости антенны, вычисляемой как отношение мгновенного тока в антенне к мгновенному входному напряжению. В самом начале радиоимпульса энергии и тока в контуре нет, а ВЧ напряжение уже приложено, поэтому входная проводимость близка к нулю. По мере накопления энергии в контуре, его ток нарастает, вместе с ним нарастает и входная проводимость антенны. И, наконец, к середине длительности радиоимпульса контур полностью зарядился, наступил установившийся режим, и нормированная входная проводимость стала равна единице вплоть до окончания входного радиоимпульса.

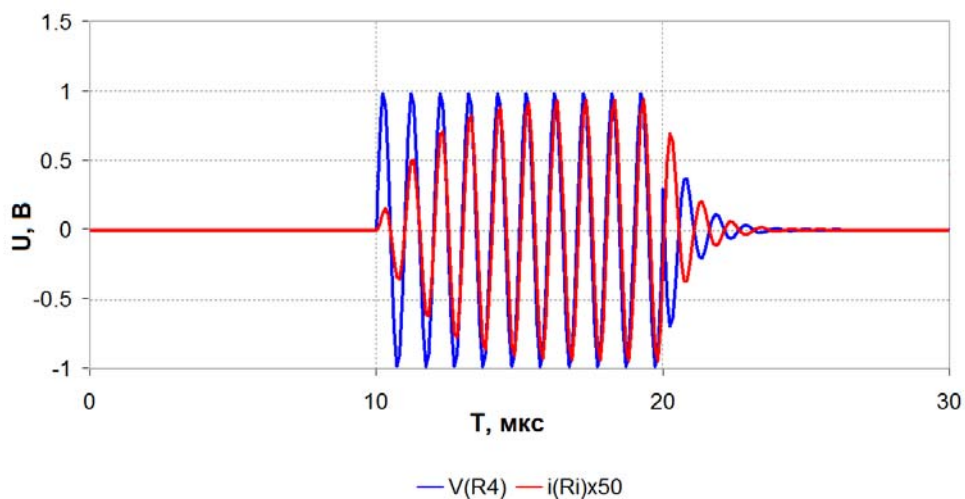


Рисунок 1.3 - Результат воздействия радиоимпульса на узкополосную антенну с добротностью  $Q_a=5$  и резонансной частотой 1000 кГц

После окончания радиоимпульса вновь наступает переходный процесс теперь уже разряда контура через  $R_a$  и резистор  $R_4$ , имитирующий выходное

сопротивление передатчика. Ток экспоненциально затухает с частотой собственного резонанса контура, а напряжение на входе антенны находится с ним в противофазе. Формально можно говорить, что на этом интервале времени антенна имеет по отношению к передатчику отрицательное сопротивление, поскольку накопленная в контуре энергия кроме излучения поступает и в выходные цепи передатчика. Отметим, что представленные результаты, несмотря на свою тривиальность, помогают визуально оценить происходящий переходный процесс накопления энергии в контуре.

Таким образом, при возбуждении контура сигналом с быстро изменяющейся амплитудой, он работает в переходных режимах и его входная проводимость (сопротивление) становится переменной величиной – в отличие от установившегося режима.

Рассмотрим теперь воздействие на узкополосную антенну сигнала с одновременной амплитудной и фазовой модуляцией. В качестве такого сигнала будем использовать равноамплитудный двухтоновый сигнал. На рисунке 1.4 синим цветом приведены эпюры входного напряжения – двухтонового сигнала с разнесом 100 кГц и красным цветом - тока в антенне с добротностью  $Q_a=5$ .

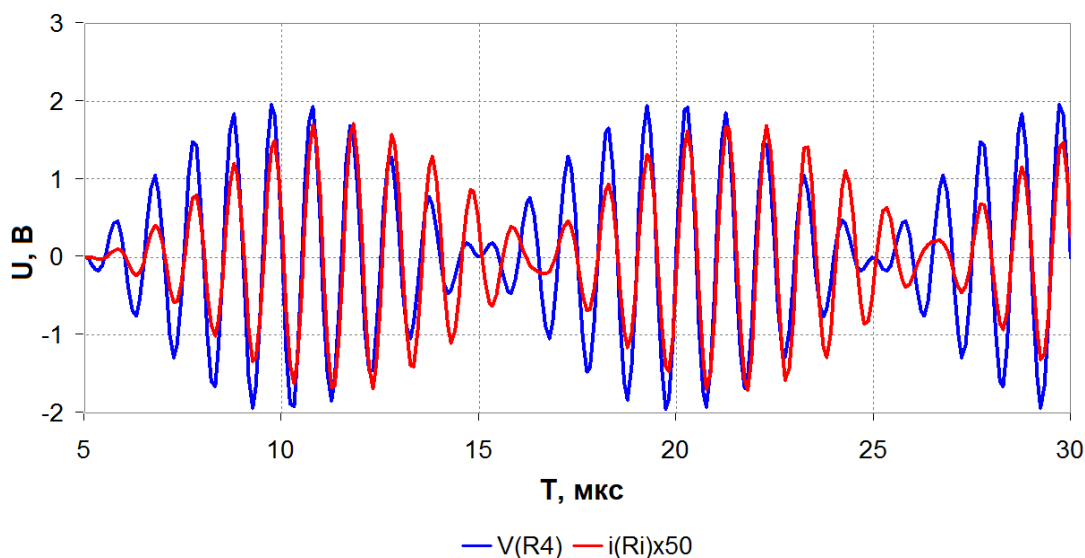


Рисунок 1.4 - Результаты анализа воздействия двухтонового сигнала на узкополосную антенну. Синим цветом изображено входное напряжение, красным – ток в антенне.

Как видно из приведенного рисунка, на интервалах времени, когда мгновенная амплитуда входного напряжения нарастает ( $5 < T < 10$  мкс), контур заряжается, а амплитуда тока в антенне меньше своего номинального (установившегося) значения. Как отмечалось выше (см. рисунок 1.3), это соответствует пониженной относительно своего номинального значения входной проводимости антенны. И, напротив, когда мгновенная амплитуда входного напряжения спадает ( $10 < T < 15$  мкс), контур разряжается, а амплитуда тока в антенне больше своего номинального значения, что соответствует повышенной относительно своего номинального значения входной проводимости антенны.

Весьма интересен интервал времени ( $15 < T < 16.5$  мкс) на эюрах рисунок 1.4. Он характерен тем, что при переходе амплитуды огибающей сигнала через нулевое значение фаза входного напряжения двухтонового сигнала скачком изменяется на  $180^0$ . При этом в токе двухтонового сигнала (токе антенны), задержанном на  $\approx 1,5$  периода рабочей частоты, переворот фазы происходит позднее. На этом интервале времени (между скачками фазы напряжения и тока антенны), входное напряжение и ток антенны противофазны. В результате этого энергия из антенны поступает в источник сигнала, а проводимость нагрузки, вычисленная как отношение входного напряжения к току антенны, становится отрицательной.

Из вышеизложенного необходимо отметить два момента, важные для дальнейшего исследования:

1. Синхронно с изменением амплитуды входного напряжения изменяется проводимость нагрузки для источника сигнала – при нарастании амплитуды проводимость снижается относительно своего номинального значения, а при снижении амплитуды, наоборот, проводимость повышается. Такое поведение нагрузки характерно для линейно-параметрической цепи.

2. При резких переворотах фазы на  $180^0$ , характерных для сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией (однополосных, OFDM цифрового телерадиовещания и ССПС), появляются интервалы времени, численно равные величине задержки тока нагрузки (антенны), на которых энергия поступает из



нагрузки в источник сигнала, а проводимость его нагрузки становится отрицательной.

Естественно, что в рассмотренной линейной модели, приведенной на рисунке 1.2, отмеченные особенности не приводят к возникновению нелинейных искажений. Действительно, ток, протекающий через нагрузку последовательной LC цепи, претерпевает только линейные искажения, определяемые АЧХ и ФЧХ последовательного колебательного контура.

Однако в передатчиках современных телекоммуникационных сигналов с раздельным усилением составляющих, в том числе в радиовещательных передатчиках ДВ и СВ диапазонов, используются как нелинейные (ключевые) режимы работы активных приборов, так и нелинейные операции – перемножение отдельно усиленных огибающей и ВЧ ФМ составляющей модулированного сигнала в оконечном каскаде передатчика (метод Кана, рисунок 1.1). И здесь ситуация становится совершенно другой, что будет рассмотрено в следующем подразделе работы.

### 1.3 Качественный анализ работы передатчика современных телекоммуникационных сигналов с раздельным усилением составляющих на узкополосную антенну

Напомним вкратце основные принципы построения передатчика современных телекоммуникационных сигналов с раздельным усилением составляющих (подраздел 1.1, рисунок 1.1). Формирователь сигналов, построенный на основе вычислительного процессора, формирует сигналы огибающей и ВЧ ФМ составляющей на рабочей частоте. Затем эти сигналы усиливаются до необходимого уровня в двух раздельных трактах - в модуляционном тракте (огибающая) и в ВЧ тракте (ФМ составляющая). В обоих трактах используются высокоэффективные ключевые режимы работы усилительных приборов. Модуляционный тракт (НЧ тракт) может быть построен по методу ШИМ или ИСМ, но во всех случаях он заканчивается фильтром

нижних частот, который восстанавливает огибающую и подавляет тактовую частоту и ее гармоники. Нагрузкой этого ФНЧ является оконечный каскад ВЧ тракта, для которого НЧ тракт является источником питания (модулятором). В оконечном каскаде ВЧ тракта методом амплитудной (стоковой) модуляции происходит синтез требуемого выходного сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией. Важно отметить, что полоса частот сигнала огибающей в 3,5...10 раз больше необходимой полосы частот выходного радиочастотного сигнала. В соответствии с этим выбирается и полоса пропускания ФНЧ модуляционного тракта.

Одна усилительная ячейка ПСТС с отдельным усилением составляющих, построенная на современных полевых транзисторах, обеспечивает пиковую выходную мощность не более 3...5 кВт, поэтому мощные передатчики содержат десятки таких ячеек, сигналы которых суммируются. Однако режимы работы и сопротивления нагрузок всех ячеек идентичны, поэтому в дальнейшем будем рассматривать работу только одной ячейки.

Итак, возвращаясь к механизму возникновения искажений в современном передатчике, следует отметить, что оконечный каскад (ОК) ВЧ тракта, как правило, строится по схеме Н – моста на полевых транзисторах по фильтровой схеме [29]. Сопротивление нагрузки (проводимость), которое «ощущает» модулятор, питающий оконечный каскад, определяется входной проводимостью антенного тракта, на который работает ОК. Если антенный тракт узкополосный и его КСВ меняется в пределах ширины полосы усиливаемого радиочастотного сигнала, то, как было показано в предыдущем подразделе, проводимость нагрузки ОК и, соответственно, его модулятора изменяется синхронно с изменением амплитуды входного напряжения. При этом сопротивление нагрузки модулятора становится нелинейным, а на некоторых интервалах времени (между скачками фазы напряжения и тока в антенне на  $180^{\circ}$ ) и вообще отрицательным. Физический смысл возникновения отрицательного сопротивления заключается в том, что на рассматриваемых интервалах ток антенны находится в противофазе с выходным напряжением ОК, и его транзисторы работают как синхронный выпрямитель,

преобразуя гармонический ток антенны рабочей частоты в постоянный ток, втекающий в ФНЧ модулятора со стороны ОК. Таким образом, нелинейная нагрузка модулятора приводит к нелинейным искажениям огибающей и, соответственно, выходного сигнала передатчика.

Следует отметить, что данная ситуация коренным образом отличается от известных работ, в которых рассматривается приводимое к модулятору сопротивление нагрузки в усилителях с автоматической регулировкой режима (Envelope Tracking) [33, 34]. При визуальной схожести структурных схем, транзисторы в высокочастотном тракте усилителя с автоматической регулировкой режима работают в активном режиме (в классе АВ), а не в ключевом, и рассеивают на своем сопротивлении поступающую из антенны энергию, не передавая ее в модуляционный тракт.

Важно отметить следующую особенность работы на узкополосную антенну современного передатчика с отдельным усилением составляющих сигнала. Как отмечалось ранее, требуемая полоса пропускания ФНЧ модулятора в 3,5...10 раз превышает необходимую полосу частот излучаемого сигнала. Известно [35], что при работе ВЧ тракта на антенную цепь в виде последовательного колебательного контура статическая АЧХ нагрузки модулятора определяется эквивалентной последовательной LR цепью ( $R$  – номинальное сопротивление нагрузки модулятора) с полосой пропускания по уровню -3 дБ, равной половине полосы пропускания антенны. В соответствии с этим, при работе передатчика на узкополосную антенну, фильтр модулятора оказывается без резистивной нагрузки в верхнем участке его полосы пропускания, что приводит к резкой неравномерности ГВЗ и появлению паразитных высокодобротных резонансных колебаний на его выходе. В качестве примера на рисунке 1.5 приведены зависимости АЧХ и ГВЗ фильтра Кауэра 4-ого порядка с частотой среза 38 кГц по уровню -3 дБ.

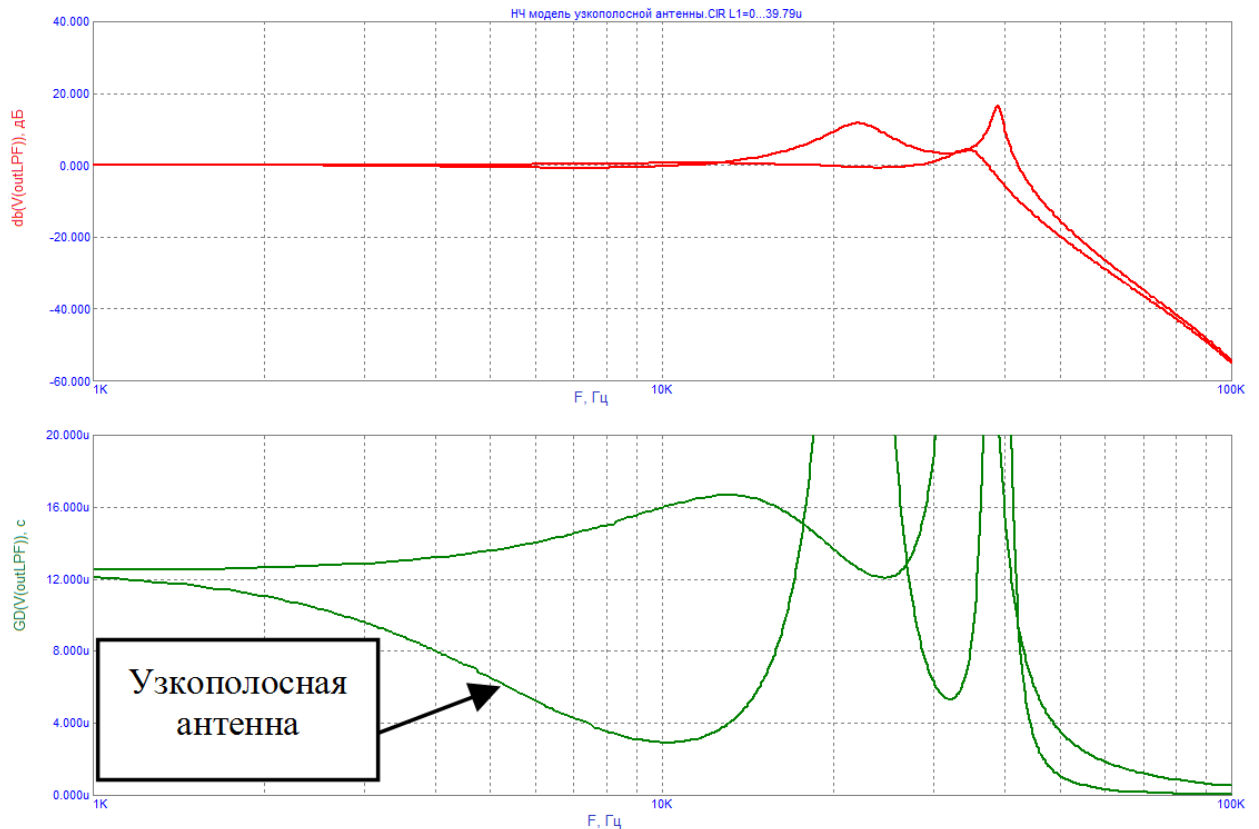


Рисунок 1.5 - АЧХ (верхний график) и ГВЗ фильтра модулятора при нагрузке на номинальный резистор и на эквивалентную LR цепь, соответствующую узкополосной антенне с полосой пропускания 26 кГц

Эти резонансные колебания модулируют по амплитуде ВЧ ФМ составляющую в ОК, что приводит к недопустимому уровню внеполосных излучений передатчика. Энергия резонансных колебаний на выходе ФНЧ складывается из части энергии сигнала широкополосной огибающей и энергии поступающей из антенной цепи на коротких интервалах противофазного напряжения и тока антенны.

Как видно из графиков на рисунке 1.5, при работе на узкополосную антенну в АЧХ ФНЧ появляются резонансные выбросы (в районе частоты 22 кГц и частоты среза 38 кГц) величиной 11 и 17 дБ, что само по себе может являться причиной искажений. Кроме того, резко возрастает неравномерность ГВЗ ФНЧ, что также может являться причиной нелинейных искажений выходного сигнала передатчика. Появляющиеся искажения не могут быть скомпенсированы просто

задержкой ВЧ ФМ сигнала, поскольку требуется адекватная коррекция неравномерности ГВЗ, что реализуется не во всех серийных передатчиках.

#### 1.4 Выводы по разделу 1

Проведенный в настоящем разделе качественный анализ позволил выявить механизмы возникновения искажений в передатчиках современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих при их работе на узкополосную антенну.

1. Показано, что сопротивление нагрузки ПСТС с отдельным усилением составляющих линейно-параметрически изменяется, вплоть до отрицательных значений, при этом сопротивление нагрузки его модулятора становится нелинейным.

2. 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.

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, например, цифрового вещания стандарта DRM. Описание разработанной модели приводится в следующем разделе работы.

## 2 РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ПЕРЕДАТЧИКА СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ

### 2.1 Введение к разделу 2

Высокоэффективные ключевые ВЧ передатчики современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих (метод Кана [5]) наиболее перспективны из ряда "синтетических" методов усиления мощности [6, 17, 36 - 39] для широкого круга разнообразных приложений. Их предпочтительный диапазон применимости простирается от мощных радиовещательных систем диапазонов НЧ и СЧ [26, 40] до маломощных приложений интернета вещей [2, 41 - 47] в сетях 5G [48 - 51]. В первом случае использование оборудования с более высоким КПД позволяет существенно снизить операционные расходы (оплата счетов за электроэнергию). Во втором случае их применение позволяет обеспечить требуемый срок функционирования устройства, который должен составлять не менее 10 лет без замены батарей. В обоих случаях антенна, являющаяся нагрузкой для рассматриваемого ПСТС с отдельным усилением составляющих, может быть электрически короткой (относительно длины волны) и, соответственно, узкополосной [15].

В предыдущих широко известных работах рассмотрено влияние на параметры ПСТС с отдельным усилением составляющих нелинейности амплитудной характеристики АМ/АМ, неравномерности фазоамплитудной характеристики АМ/РМ, ограничения полосы частот огибающей, относительной задержки составляющих и смещения "нуля" в сигнале огибающей [52].

Работа собственно ключевых усилителей мощности на рассогласованную нагрузку рассматривалась ранее в [11]. Некоторые экспериментальные исследования работы ПСТС с отдельным усилением составляющих при широкополосном рассогласовании нагрузки были проведены в [12]. Физическое объяснение процессов, происходящих в цепи "узкополосная антенна - выходной

каскад УМ" в достаточно общем виде рассмотрено автором в [19]. Однако ПСТС с отдельным усилением составляющих представляет собой сложную структуру, содержащую помимо собственно ключевого ВЧ усилителя еще и ШИМ модулятор, и его ФНЧ с неравномерностью ГВЗ в полосе частот огибающей. Поэтому разработка модели ПСТС с отдельным усилением составляющих, позволяющей исследовать его характеристики при работе на узкополосную нагрузку является актуальной.

Раздел организован следующим образом. Во втором подразделе обосновывается выбор метода анализа и программного обеспечения. В третьем подразделе приведено описание разработанной модели. В четвертом подразделе приведены результаты некоторых расчетов, показывающих адекватность разработанной модели. В пятом подразделе приводятся выводы.

## 2.2 Выбор метода анализа и программного обеспечения

В современном мире, насыщенном множеством различных радиосредств, в реальных условиях эксплуатации цепь нагрузки передатчика уже нельзя считать пассивной. Действительно, при наличии в непосредственной близости другого радиопередающего устройства, его сигнал, наводясь на антенну рассматриваемого передатчика, проникает в выходной каскад, что вызывает обратные интермодуляционные искажения [53, 54]. При работе на электрически короткую узкополосную антенну, как показано в [19], при быстром изменении передаваемого сигнала входное сопротивление антенны может стать отрицательным. Это значит, что в это время антенна отправляет запасенную в ней энергию обратно в передатчик. Поэтому в обоих рассмотренных выше случаях антенну нельзя считать пассивной цепью, а следует рассматривать ее в общем случае как нелинейно-параметрическую. Такая цепь нагрузки изменяет сигнал огибающей в ПСТС с отдельным усилением составляющих. Для проведения анализа работы ПСТС с отдельным усилением составляющих на данный вид нагрузки необходимо учитывать совместное влияние радиочастотного и

модуляционного трактов. При этом надо предполагать, что в общем случае модуляционный тракт может быть существенно усложнен по сравнению с классическим вариантом [5], и использовать, например, многофазную ШИМ [55] или дополнительную сигма-дельта модуляцию в ШИМ усилителе [56], или коммутацию усилительных ячеек с различными напряжениями питания для расширения полосы пропускания [6, 7].

В связи с комплексной структурой усилителя и вариативностью поведения антенной цепи, моделирование работы ПСТС с отдельным усилением составляющих на такую антенну связано с большим объемом вычислений. Спектральный состав одновременно моделируемых сигналов простирается от постоянной составляющей до сотен Меггерц в сигнале огибающей, спектр предельно ограниченной ФМ составляющей рабочей радиочастоты теоретически бесконечен, а спектр ключевого радиочастотного УМ простирается на несколько гармоник рабочей частоты. По этим причинам использование быстро работающего метода гармонического баланса [57] не представляется целесообразным. Также не позволяет решить задачу метод ко-симуляции огибающей - из-за работы модуляционного тракта в ключевом режиме с ШИМ. Таким образом, необходимо использовать транзитный анализ, требующий больших вычислительных ресурсов. Для сокращения времени вычислений предложен ряд оригинальных решений, которые будут рассмотрены в следующем подразделе. Мы проводим моделирование структурной схемы, не связанное с использованием лицензионных моделей конкретных активных элементов от производителей. Это позволяет проводить моделирование в свободно распространяемой среде Micro-Cup 12 и не использовать такие известные лицензионные программы, как ADS или MWO.

### 2.3 Описание разработанной модели

В данном подразделе проводится разработка компьютерной модели, позволяющей проводить исследования работы ПСТС с отдельным усилением



составляющих на узкополосную антенну на фрагменте реального сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией, описанная автором в работах [18, 23]. В качестве примера используется сигнал OFDM цифрового радиовещания стандарта DRM с полосой частот 10 кГц. Исследования, проводимые с помощью данной модели, могут пропорционально масштабироваться для любой полосы частот и позволят в дальнейшем разработать технические требования к характеристикам узлов ПСТС с отдельным усилением составляющих.

Разработка симуляционной модели для ключевого ПСТС с отдельным усилением составляющих производилась в среде схемотехнического моделирования Micro-Cap. Модель функционально состоит из трёх блоков — узкополосной антенны, усилителя мощности передатчика современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих и возбуждателя. Принципиальная схема разработанной симуляционной модели приведена на рисунке 2.1.

*Для моделирования узкополосной антенны* использовано её упрощённое представление в виде последовательного RLC контура (элементы C4, L5, R5). Основным ограничением такой модели является отсутствие зависимости сопротивления излучения антенны от частоты. Погрешность модели зависит от соотношения полосы передаваемого сигнала и несущей частоты и максимальна в диапазоне НЧ (длинных волн). Однако применение упрощённой модели не меняет описанный в [19] механизм возникновения нелинейных искажений передаваемого сигнала. При этом упрощённая модель обладает таким несомненным достоинством, как одномерность (варьируемый параметр — полоса пропускания, связанная с добротностью RLC контура).

Для управления параметрами антенны в модели имеются текстовые поля:

- «.define Rload 15.2\*0.767», задающее сопротивление нагрузки в Ом;х;
- «.define LoadBand 70k», задающее полосу пропускания по уровню -3дБ.

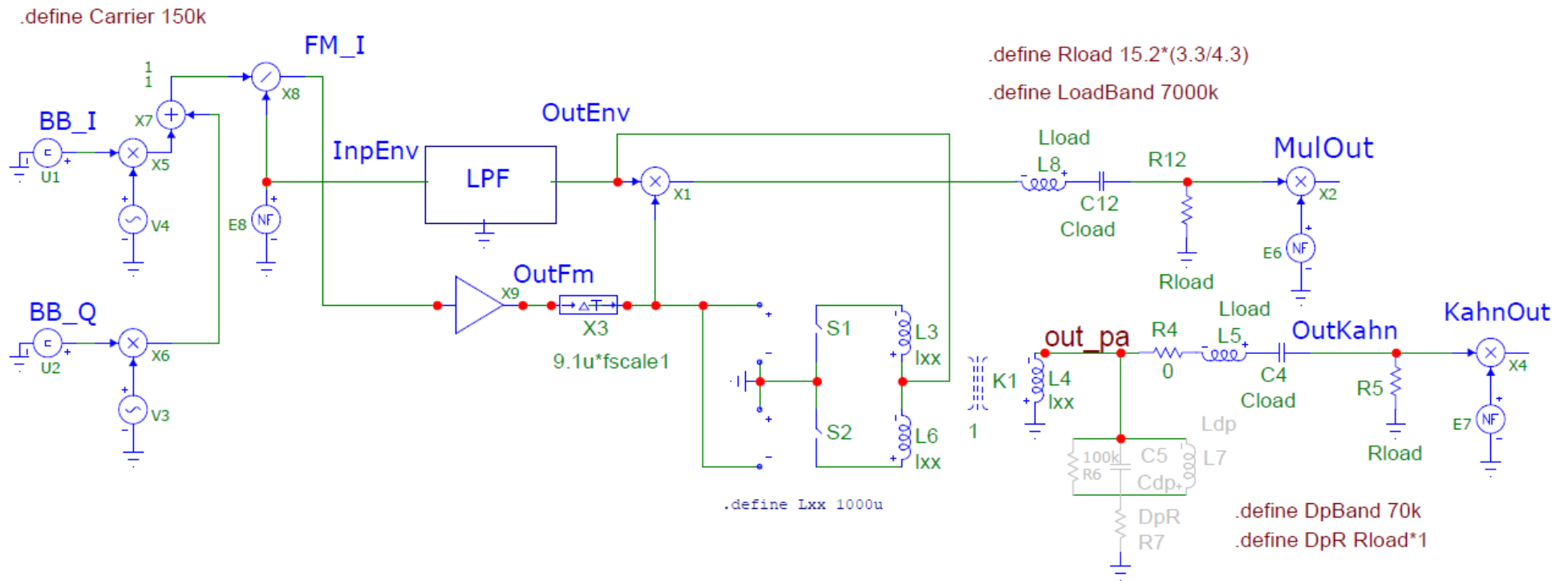


Рисунок 2.1 - Принципиальная схема модели ПСТС с отдельным усилением составляющих с узкополосной нагрузкой

Значения элементов контура C4, L5 пересчитываются автоматически при запуске процесса симуляции:

```
.define Qload (Carrier/LoadBand)
.define Xlc (Qload*Rload)
.define Lload (Xlc/(2*pi*Carrier))
.define Cload (1/(Xlc*2*pi*Carrier)).
```

Сопротивление нагрузки выбирается равным номинальной нагрузке фильтра модуляционного тракта. Так, в приведенном примере оно равно 15,2 Ом с поправочным коэффициентом, учитывающим пересчет сопротивления нагрузки передатчика по первой гармонике несущей частоты в сопротивление нагрузки тракта огибающей. Поправочный коэффициент равен единице в случае приводимой к выходу передатчика резистивной нагрузки по всем гармоникам, и 0,767, в случае холостого хода по высшим гармоникам выходного ВЧ сигнала.

Помимо собственно модели узкополосной антенны, в схеме имеется модель параллельной частотно-расширительной цепи [15]— элементы C5, L7, R7. В этой модели можно устанавливать два параметра:

- «DpBand 70k» - полоса пропускания по уровню -3дБ;
- «DpR Rload\*1» - сопротивление нагрузки.

Значения элементов C5, L7 рассчитываются автоматически:

```
.define Cdup 1/(rload*2*pi*loadband)
.define DPfreq carrier
.define QDP (DPfreq/DPband)
.define DPXlc (rload/QDP)
.define Ldp (DPXlc/(2*pi*DPfreq))
.define Cdp (1/(DPXlc*2*pi*DPfreq)).
```

*Модель оконечного каскада ВЧ тракта усилителя мощности ПСТС с раздельным усилением составляющих* состоит из усилительной ячейки с параллельным питанием, состоящей из идеальных ключей S1, S2 и идеального трансформатора L3, L4, L6. Выбор такой схемы обусловлен ее широкой распространенностью в диапазонах частот выше 3 МГц. Она также применима и

для анализа традиционно используемого в передатчиках ДВ и СВ диапазонов усилительного модуля на основе Н-моста. Как показано в [1], в случае управляющих сигналов в виде меандра, схемы с Н-мостом и параллельным питанием полностью эквивалентны. Несмотря на то, что реальные передатчики большой мощности могут содержать большое количество (десятки и сотни) усилительных ячеек, мощности которых складываются в общей нагрузке, а также различные элементы согласующих устройств [9, 10], для проведения анализа происходящих процессов достаточно рассмотрения одной ячейки. При этом данная модель обладает несколько большей скоростью симуляции, связанной с минимизацией переходных процессов. В цепи управления ключами установлена линия задержки Х3, компенсирующая запаздывание сигнала в фильтре модуляционного тракта. При моделировании модуляционного тракта широтно-импульсный модулятор был заменен на линейный усилитель, нагруженный на фильтр нижних частот. Данный подход позволяет довольно существенно увеличить скорость симуляции. Отсутствие в спектре сигнала на входе ФНЧ гармоник тактовой частоты ШИМ не влияет на интересующие нас процессы.

*Модель возбуждителя* должна обеспечивать формирование тестового сигнала, максимально адекватно описывающего цифровой сигнал стандарта DRM и представление его в полярном виде — т.е., в виде огибающей и фазомодулированной составляющей. Для этого в качестве тестового использовался записанный в файл фрагмент реального OFDM сигнала стандарта DRM. При тестировании модели с таким источником были получены допустимые параметры нагрузки, близкие к паспортным требованиям производителей вещательных передатчиков.

Для моделирования используется предварительно подготовленный файл с записью комплексного DRM сигнала с полосой 10 кГц на нулевой промежуточной частоте. В связи с этим в схему добавлен квадратурный преобразователь частоты, выполненный на элементах V3, V4 — комплексно-сопряженные генераторы опорной частоты, X5, X6 — аналоговые перемножители, X7 — сумматор. Сигнал огибающей (элемент E8) рассчитывается в текстовой части модели как:

```
.define env sqrt((v(BB_I)*v(BB_I))+v(BB_Q)*v(BB_Q))).
```

Полоса формируемого сигнала определяется при создании файла с записью комплексного DRM сигнала. Параметр «.define Carrier 150k» - задает центральную частоту. Также следует пояснить назначение аналоговых перемножителей X2 и X4. Сигналы с выходов этих перемножителей используются для расчета спектра выходного сигнала моделируемого передатчика. Дело в том, что встроенный анализатор спектра Micro-Cap имеет единственный вид весового окна — прямоугольное, что требует, для обеспечения малого уровня паразитных составляющих спектра, моделирования на значительном интервале времени. Поэтому в схему был введён дополнительный формирователь оконной функции, имеющей плоскую вершину и переходные области вида  $\sin^2$ . Сигнал оконной функции рассчитывается в текстовой части модели как:

```
.define Trise 0.2
.define TWr (Tmax*Trise)
.define TW2 (Tmax-TWr)
.define WW ((PI*(1/TWr))/2)
.define Wind1 IF((T<TWr) or (T=TWr), (sin(ww*t))^2, 0)
.define Wind2 IF((T>TWr) and (T<TW2), 1, 0)
.define Wind3 IF((T=TW2) or (T>TW2), (sin(ww*(t-Tmax+(2*TWR))))^2, 0)
.define wind (Wind1+Wind2+Wind3+0.00001)
```

и подаётся на входы перемножителей с выходов генераторов E6, E7.

В разработанной модели передатчика с отдельным усилением составляющих исследуется ряд фильтров ШИМ модулятора. Для удобства работы модели фильтры размещены на отдельных страницах проекта Micro-Cap. Для их подключения к модели ПСТС с отдельным усилением составляющих служат точки «InpEnv» - вход фильтра и «OutEnv» - выход фильтра. Принципиальные схемы фильтров приведены на Рисунках 2.2 - 2.4.

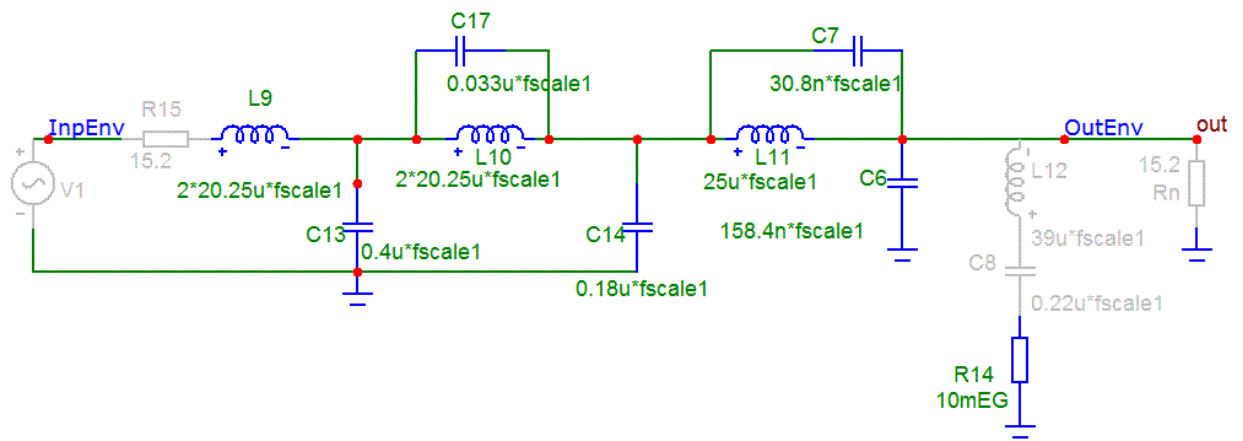


Рисунок 2.2 - Принципиальная схема ФНЧ модулятора передатчика DAX фирмы Харрис

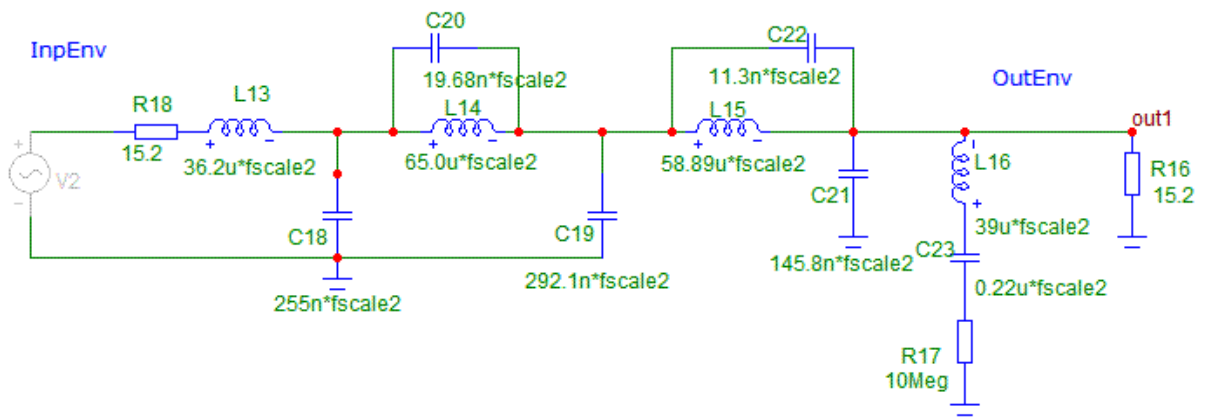


Рисунок 2.3 - Принципиальная схема ФНЧ модулятора. Стандартный фильтр Кауэра. Согласованный режим

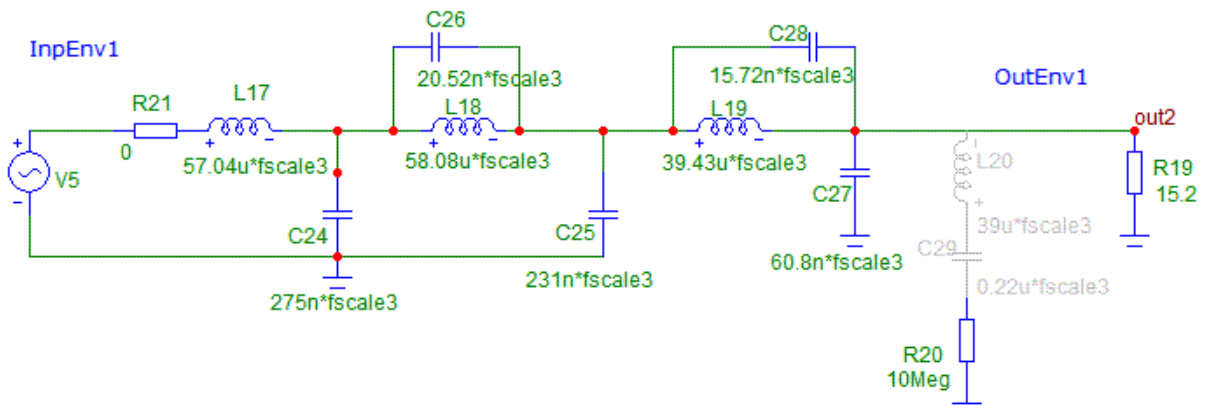


Рисунок 2.4 - Принципиальная схема ФНЧ модулятора. Стандартный фильтр Кауэра, спроектированный для работы от генератора напряжения

В состав моделей фильтров включены резисторы, определяющие выходное сопротивление модулятора. Таким образом, можно сравнивать работу ПСТС с отдельным усилением составляющих с модулятором в режиме генератора напряжения (типовая схема), либо в режиме согласования модулятора и фильтра гармоник, например, в случае использования в модуляторе обратной связи по току. Для управления фильтром в моделях имеется текстовое поле «define LPF\_band\_2 64k», задающее полосу пропускания фильтра по уровню -3дБ. Введенное значение используется для вычисления нормировочного коэффициента номиналов элементов фильтра Fscale, например:

$Fscale2 = F\_LPF\_3 / LPF\_band\_2$ , где  $F\_LPF\_3$  — полоса пропускания фильтра при фиксированных элементах. Также коэффициент Fscale используется для корректировки компенсирующей линии задержки.

Далее следует отметить существенную трудность, возникающую при моделировании ключевого усилителя фазомодулированной составляющей OFDM сигнала (оконечного каскада ВЧ тракта передатчика с отдельным усилением составляющих). Как известно [58], транзитный анализ (расчет переходных процессов методом численного решения дифференциальных уравнений) в пакетах схемотехнического моделирования производится дискретно по времени. Однако фаза OFDM сигнала является непрерывной функцией от текущего времени. Поскольку полоса этого сигнала ограничена, то для его однозначного представления достаточно, чтобы частота дискретизации модели удовлетворяла критерию Котельникова. На практике применяют временной шаг моделирования, во много раз меньший периода анализируемого сигнала, и никаких проблем при этом не возникает.

Ситуация меняется, как только OFDM сигнал пропускается через предельный ограничитель, каковым является любой ключевой усилитель. Спектр предельно ограниченного сигнала становится бесконечным и неизбежно появляется неустранимая ошибка моделирования. Прямой путь решения данной проблемы это уменьшение временного шага моделирования до величины, при которой ошибками в расчетах можно пренебречь. Можно оценить достаточную

величину шага, если рассматривать дискретизацию сигнала, как процесс квантования фазы.

Из опыта предыдущих работ известно, что ошибка квантования, соответствующая десяти двоичным разрядам, позволяет формировать сигнал, имеющий значительный (не менее 10 дБ) запас по требованиям электромагнитной совместимости. Таким образом, на периоде несущей частоты сигнала должно быть взято 1024 временных отсчета. Для используемой в данном исследовании несущей частоты 150 кГц шаг моделирования оказывается равным 6,5 нс. С учетом того, что необходимо моделировать работу передатчика с отдельным усилением составляющих на временном интервале в сотни миллисекунд, время симуляции становится слишком велико. В связи с этим в модель передатчика, в дополнение к модулируемому ключевому каскаду, был добавлен узел восстановления передаваемого сигнала на основе аналогового перемножителя. На рисунке 2.5 приведён фрагмент вышеописанной модели передатчика, поясняющий принцип использования дополнительного модуля.

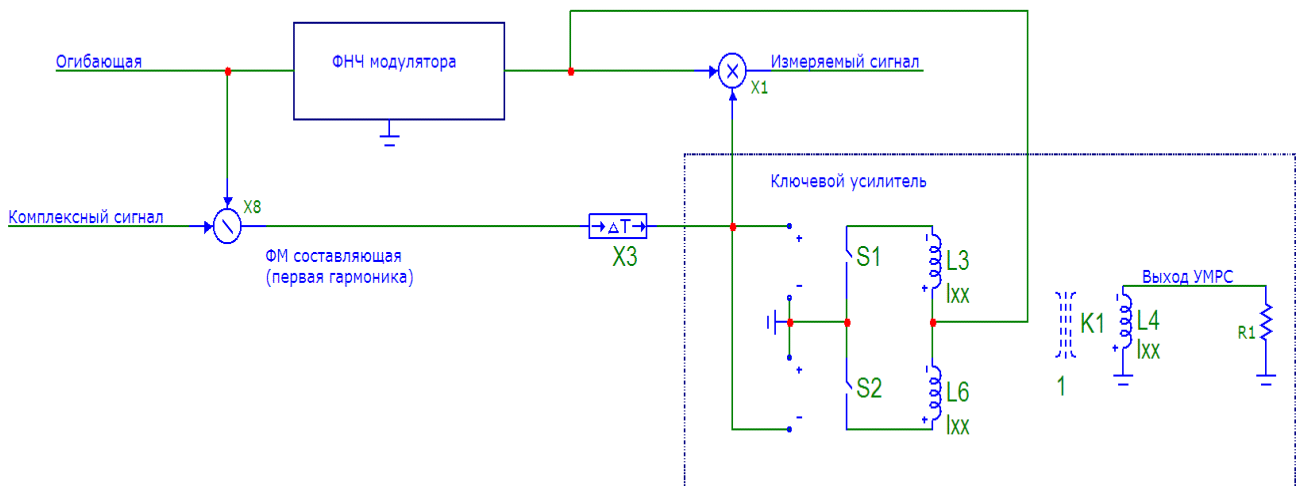


Рисунок 2.5 - Фрагмент схемы передатчика с отдельным усилением составляющих с ключевым и аналоговым модулями формирования передаваемого сигнала

На вход модели с выхода возбуждителя поступает комплексный OFDM сигнал и его огибающая. Путём деления комплексного сигнала на огибающую



выделяется ФМ составляющая сигнала на первой гармонике. В принципе её спектр тоже бесконечен, однако спадает гораздо быстрее по сравнению со спектром предельно ограниченного сигнала (меандр). ФМ составляющая подаётся на вход ключевой ячейки. Сигнал огибающей проходит через фильтр нижних частот и подаётся в цепь питания ключевой ячейки, где перемножается с ФМ составляющей. Таким образом, эта схема соответствует классическому ПСТС с отдельным усилением составляющих. Однако в модель добавлен аналоговый перемножитель  $X1$ , один вход которого соединён с выходом ФНЧ модулятора, а на другой подаётся первая гармоника ФМ составляющей. Таким образом, на выходе перемножителя  $X1$  также происходит восстановление передаваемого OFDM сигнала. При этом сигнал огибающей на его входе оказывается тем же, что и на ключевом усилителе и, соответственно, имеет ту же реакцию на цепь антенны. При применении такой схемы шаг анализа был эмпирически выбран таким, чтобы адекватно моделировать реакцию передатчика на резонансную нагрузку. Полученный шаг оказался не менее 25 нс, что обеспечило существенный выигрыш в скорости по сравнению с прямым моделированием.

На выходе измерительного перемножителя также установлен эквивалент антенны (элементы  $L8$ ,  $C12$ ,  $R12$  модели на Рисунке 2.1), обеспечивающий соответствие его выходного сигнала выходному сигналу ключевого усилителя.

## 2.4 Примеры расчетов

Примеры расчета выходного спектра ПСТС с отдельным усилением составляющих с помощью разработанной модели приведены на рисунке 2.6 (для согласованной нагрузки) и рисунке 2.7 (для узкополосной нагрузки). Параметры моделирования следующие: полоса пропускания двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris [59] 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала); антенна с полосой пропускания 205 кГц (КСВ на краях спектра сигнала равен 1,05). Как видно из рисунка 2.7, спектр выходного сигнала находится на границе ограничительной маски на внеполосные излучения. Это соответствует

требованиям [32] о допустимом КСВ узкополосной антенны для DRM передатчика не более 1,05. Таким образом, проведенное моделирование позволяет сделать вывод об адекватности разработанной имитационной модели для исследования ключевых ВЧ усилителей мощности с разделным усилением составляющих.

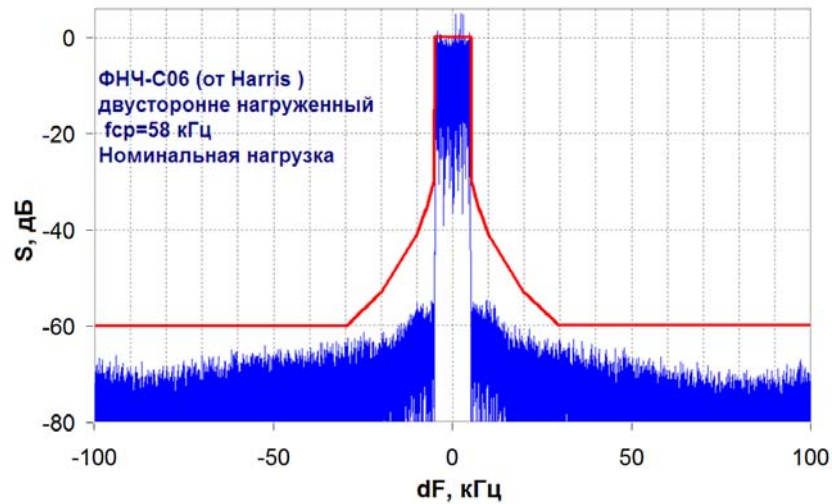


Рисунок 2.6 - Спектр выходного сигнала ПСТС с разделным усилением составляющих с полосой пропускания двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris [59] 58 кГц при работе на согласованную нагрузку.

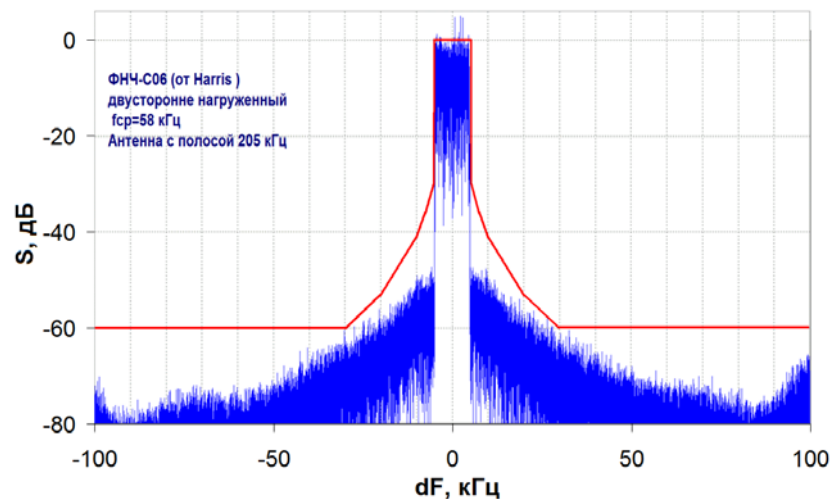


Рисунок 2.7 - Спектр выходного сигнала ПСТС с разделным усилением составляющих с полосой пропускания двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris [59] 58 кГц при работе на антенну с полосой пропускания 205 кГц (КСВ на краях спектра сигнала равен 1,05).

Также проведено сравнение результатов расчетов, полученных с помощью разработанной модели, с экспериментальными исследованиями работы макета ПСТС с отдельным усилением составляющих диапазона ВЧ с пиковой выходной мощностью 300 Вт, описанного в [12], на узкополосную нагрузку [14], выполненными другими авторами МТУСИ [14], изображенными на рисунке 2.8. Подстановка в модель параметров ФНЧ ПСТС с отдельным усилением составляющих из [12], масштабированных по рабочей частоте и полосе частот параметров узкополосной нагрузки и ограничительных масок из [14], показали совпадение результатов моделирования с результатами экспериментальных исследований с точностью 10-15%, что соответствует инженерной точности проводившихся измерений.

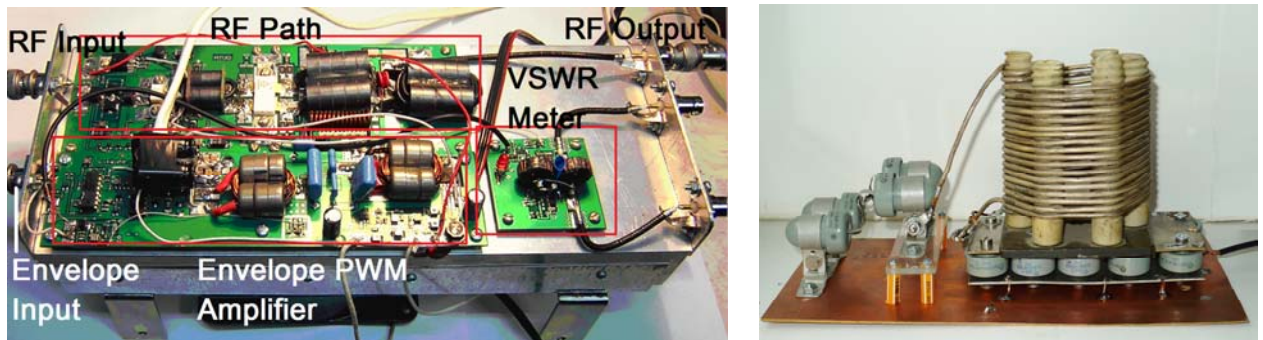


Рисунок 2.8 - Фотографии макета ПСТС с отдельным усилением составляющих [12] и макета узкополосной нагрузки [14]

## 2.5 Выводы по разделу 2

1. Разработана имитационная модель для исследования ключевых ВЧ передатчиков современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих, учитывающая особенности их работы на узкополосную нагрузку.

2. Модель содержит идеализированные элементы, в частности ключевую ячейку и усилитель огибающей, что позволяет изолированно исследовать процессы, протекающие в ФНЧ модулятора, являющиеся основной причиной

возникновения искажений при работе ПСТС с отдельным усилением составляющих на резонансную нагрузку.

3. Примененные решения позволили осуществить моделирование работы ПСТС с отдельным усилением составляющих с использованием реального DRM сигнала на достаточно больших интервалах времени, нивелирующих влияние статистических свойств сигнала.

4. Подтверждена адекватность результатов моделирования, в том числе сравнением с экспериментальными исследованиями. В следующих разделах с использованием данной модели будут проведены исследования по поиску решений, обеспечивающих возможность работы ПСТС с отдельным усилением составляющих на более узкополосную нагрузку, что расширит области применения данного класса высокоэффективных передатчиков.

### 3 ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ УРОВНЯ ИСКАЖЕНИЙ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ ОТ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА МОДУЛЯЦИОННОГО ТРАКТА

#### 3.1 Введение к разделу 3

Как известно [1], фильтр нижних частот (ФНЧ) в модуляционном тракте ПСТС с раздельным усилением составляющих предназначен для подавления тактовой частоты ШИМ модулятора и ее гармоник. Для обеспечения требуемого уровня подавления продуктов тактовой частоты обычно используются ФНЧ типа Кауэра 6-го порядка с подавлением не менее 65...75 дБ. Выбор структуры ФНЧ типа Кауэра (с контурами-пробками) обеспечивает минимальный порядок ФНЧ при заданном подавлении продуктов тактовой частоты ШИМ. Побочным влиянием ФНЧ на работу передатчика является ограничение спектра огибающей, что приводит к искажениям передаваемого сигнала. Кроме того, ФНЧ вносит значительную задержку сигнала огибающей, что также приводит к искажениям выходного сигнала передатчика. Однако в современных передатчиках разница задержек огибающей и ФМ ВЧ составляющих легко компенсируется в возбuditеле.

В настоящем разделе будут рассмотрены описанные автором в [20] возможные варианты реализации ФНЧ модуляционного тракта и исследована зависимость искажений выходного сигнала передатчика от параметров ФНЧ, в том числе при работе передатчика на узкополосную антенну.

#### 3.2 Обзор типов используемых фильтров модуляционного тракта

Как уже отмечалось, для обеспечения требуемого подавления продуктов тактовой частоты необходим ФНЧ 6-го порядка с Кауэровской структурой. Увеличение или уменьшение порядка фильтра нецелесообразно, поскольку, в

первом случае происходит неоправданное усложнение модуляционного тракта и снижение его КПД, а во втором случае не обеспечивается требуемое подавление продуктов тактовой частоты и, соответственно, не выполняются требования нормативных документов по ЭМС [60]. Таким образом, в дальнейшем анализе будем рассматривать два варианта ФНЧ Кауэра 6-го порядка - односторонне и двусторонне нагруженные (соответственно, когда выходное сопротивление генератора равно нулю  $R_g=0$  или равно сопротивлению нагрузки тракта огибающей  $R_g=R_n$ ). Кроме того, будем рассматривать два варианта (с  $R_g=0$  и  $R_g=R_n$ ) оптимизированных ФНЧ с плавным переходом АЧХ от полосы пропускания к полосе задерживания. Остановимся подробнее на этом типе ФНЧ.

Как показали проведенные предварительные исследования, резкий излом АЧХ фильтра на верхней границе полосы его пропускания приводит к возрастанию внеполосных излучений передатчика в зонах частот, отстоящих вверх и вниз от его центральной рабочей частоты на частоту среза ФНЧ. Устранить этот недостаток можно двумя способами. Первый способ – снизить расчетное подавление ФНЧ и тогда переходная область от полосы пропускания к полосе задерживания будет иметь малую крутизну, однако не будет обеспечиваться необходимое подавление тактовой частоты ШИМ. Второй способ – обеспечить малую крутизну спада АЧХ только на начальном участке переходной области. Примеры двух способов реализации АЧХ фильтра модуляционного тракта приведены на рисунке 3.1. Как показали предварительные исследования, достаточно ослабить сигнал огибающей на 10...12 дБ с малой крутизной переходной области для того, чтобы не возникали дополнительные внеполосные излучения передатчика.

Отметим, что ФНЧ с малой крутизной на начальном участке переходной области, которые в дальнейшем для краткости будем называть «ФНЧ с плавным переходом», не имеют стандартной аппроксимации, как, например, ФНЧ Кауэра. Синтез таких фильтров будем проводить методом параметрической оптимизации, при которой в целевую функцию закладываются не только форма АЧХ на

начальном участке переходной области, но и неравномерность АЧХ в полосе пропускания, а также степень подавления в полосе задерживания.

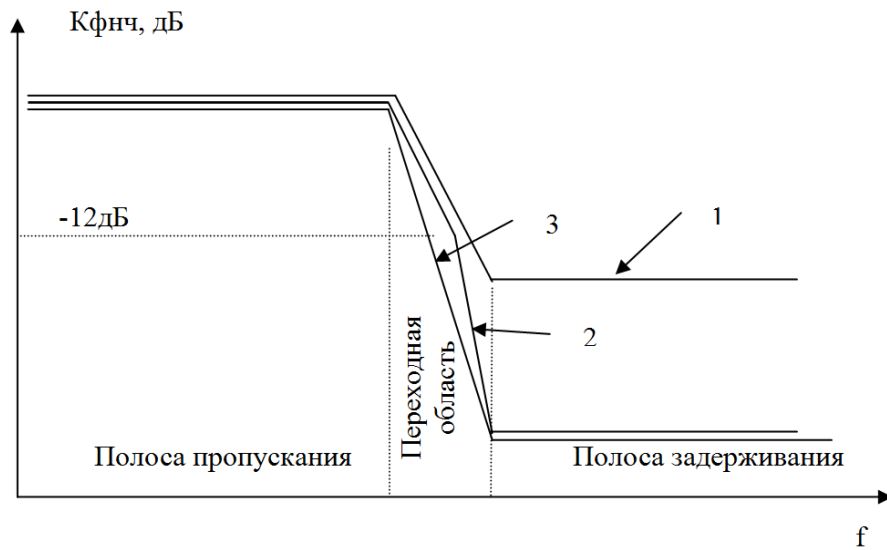


Рисунок 3.1 - Пример двух способов реализации АЧХ ФНЧ с малой крутизной начального участка переходной области: 1- ФНЧ с малым подавлением; 2 – ФНЧ с плавным переходом; 3 – стандартный ФНЧ с резким изломом АЧХ

Рассмотрим также и доступные схемы реализации ФНЧ модуляционного тракта реальных передатчиков. Из принципиальных схем современных цифровых передатчиков доступны схемы передатчиков J-1000 фирмы Nautel [61] и передатчиков серии DAX фирмы Harris (в настоящее время GatesAir) [59]. Структуры ФНЧ модуляционных трактов обоих передатчиков схожи и представляют собой лестничные ФНЧ 6-го порядка со структурой Кауэра. Схема ФНЧ, примененного в тракте усиления огибающей передатчика серии DAX фирмы Harris, приведена на рисунке 3.2.

Элементы L12,C8,R14, как указано в описании передатчика, устанавливаются «опционально» и, по сути, являются демпфирующей цепью, которая снижает добротность паразитных резонансов в верхней части полосы пропускания ФНЧ, когда передатчик работает на узкополосную антенну.

Результаты анализа АЧХ и группового времени задержки (ГВЗ) этого ФНЧ, полученные в программе «Micro cap-12» для случая возбуждения ФНЧ от генератора напряжения ( $R_g = R_{15} = 0$ ) с отключенной опциональной цепью приведены на рисунке 3.3.

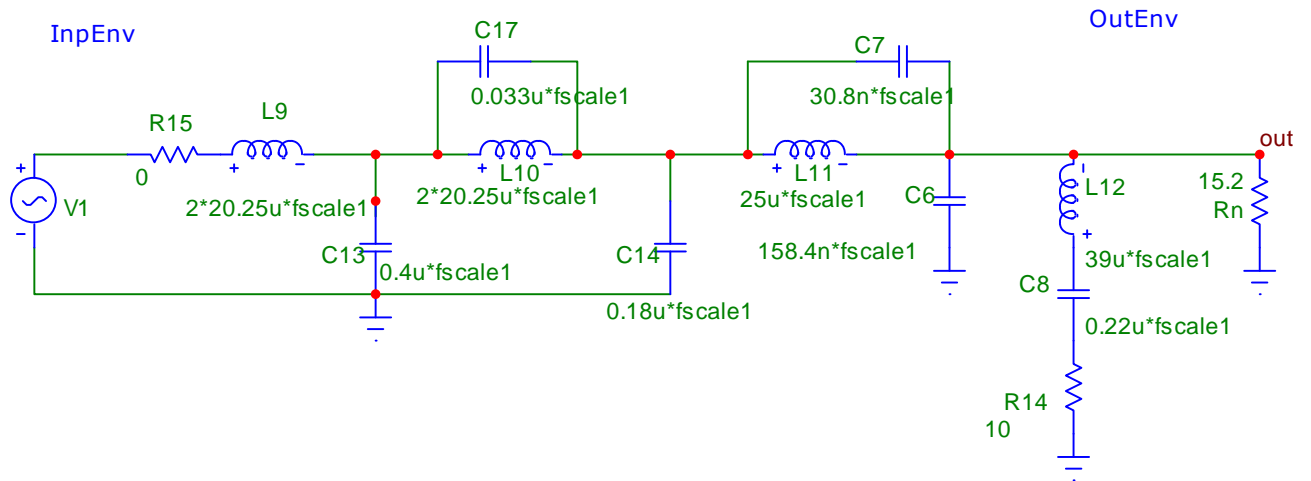


Рисунок 3.2 - Принципиальная схема ФНЧ модуляционного тракта передатчика серии DAX фирмы Harris

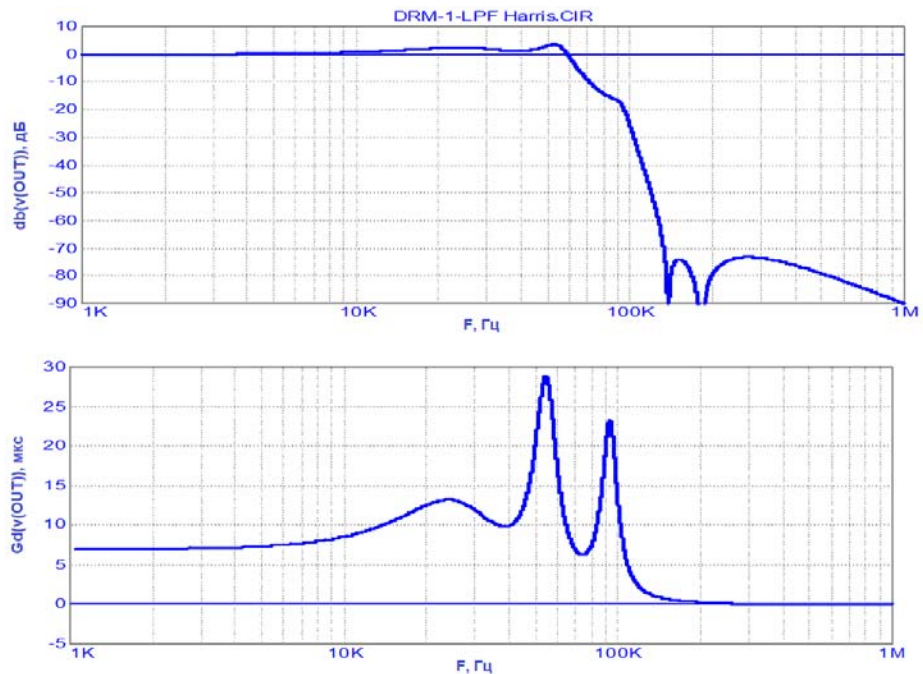


Рисунок 3.3 - Результаты анализа ФНЧ передатчика фирмы Harris. АЧХ (верхний график) и ГВЗ (нижний график) при  $R_g=0$

Как видно из приведенных графиков, полоса пропускания ФНЧ по уровню - 3 дБ составляет 62 кГц, а ГВЗ в полосе 0...10 кГц (в полосе сосредоточения основной энергии огибающей) составляет 7...8,5 мкс и имеет заметную неравномерность. Подавление тактовой частоты и ее гармоник не менее 73 дБ.

Оценивая приведенные АЧХ и ГВЗ, следует отметить их значительную неравномерность в полосе пропускания, поэтому был проведен аналогичный



анализ при возбуждении ФНЧ от согласованного генератора ( $R_g = R_n = 15,2 \text{ Ом}$ ), результаты которого приведены на рисунке 3.4.

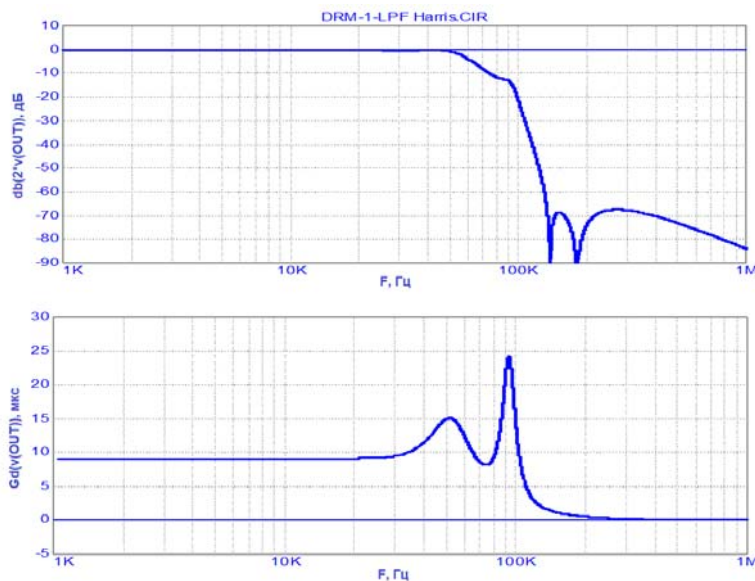


Рисунок 3.4 - Результаты анализа ФНЧ передатчика фирмы Harris при возбуждении от согласованного генератора  $R_g = R_n$ . АЧХ (верхний график) и ГВЗ (нижний график)

Оценивая приведенные на рисунке 3.4 АЧХ и ГВЗ, следует отметить, что они приняли классический вид, при этом полоса пропускания ФНЧ по уровню -3 дБ составляет 58 кГц, а ГВЗ в полосе 0...20кГц (в удвоенной полосе сосредоточения основной энергии огибающей) равномерна и составляет 9 мкс. Подавление тактовой частоты и ее гармоник не менее 67 дБ.

Особо следует отметить плавный участок перехода АЧХ от верхней частоты полосы пропускания к полосе задерживания, на котором АЧХ плавно снижается до -12 дБ. Это позволяет отнести анализируемый фильтр к фильтрам низкой частоты с плавным переходом, которые обсуждались выше.

В то же время отметим, что ФНЧ, спроектированный как двусторонне нагруженный, используется в передатчике Harris, как показал анализ принципиальных схем, в режиме односторонней нагрузки, и его АЧХ и ГВЗ не очень равномерны. По всей видимости, это результат ошибки (несогласованности) разработчиков, которая на практике исправляется блоком коррекции АЧХ, установленным в передатчике.

Проведенный анализ АЧХ фильтра модуляционного тракта, примененного в передатчиках фирмы Nautel, показал, что они имеют стандартную АЧХ с резким изломом, аналогичную приведенной ниже на рисунке 3.10, что должно приводить к увеличению внеполосных излучений. Однако следует отметить, что в передатчиках фирмы Nautel весьма широко применяется цифровая обработка сигналов (программный код недоступен), с помощью которой не представляет сложностей реализовать плавный переход в АЧХ тракта огибающей. Таким образом, приходится констатировать, что отсутствие плавного перехода в АЧХ аппаратной части тракта огибающей передатчиков фирмы Nautel не означает его отсутствия в сквозной АЧХ, реализуемой совместно программной и аппаратной частями тракта.

### 3.3 Анализ спектральных характеристик выходного сигнала передатчика при его работе на номинальную резистивную нагрузку

Перейдем теперь к анализу спектральных характеристик выходного сигнала передатчика с выбранными типами ФНЧ в модуляционном тракте. Анализ будем проводить с помощью разработанной выше (см. раздел 2) модели ПСТС с отдельным усилением составляющих при работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну). Ниже на рисунке 3.5 приведены результаты исследования уровня искажений выходного DRM сигнала передатчика при установке в модуляционном тракте ФНЧ, используемого в передатчике фирмы Harris. Результаты приведены для двух вариантов выходного сопротивления модулятора:

- нулевого ( $R_g=0$ ), как это реализовано в передатчике фирмы Harris - рисунок 3.5,а;
- согласованного с нагрузкой ( $R_g=R_n$ ) - рисунок 3.5,б.

Как видно из рисунка 3.5, при  $R_g=0$  спектр выходного сигнала передатчика практически на пределе к требованиям ЭМС [60], и не остается никакого запаса на действие других причин искажений. Причиной этого является значительная

неравномерность АЧХ фильтра, отмеченная на рисунке 3.3. Как отмечалось ранее, блок коррекции АЧХ, установленный в передатчиках серии DAX фирмы Harris, вероятно компенсирует эту неравномерность и на практике дело обстоит несколько лучше.

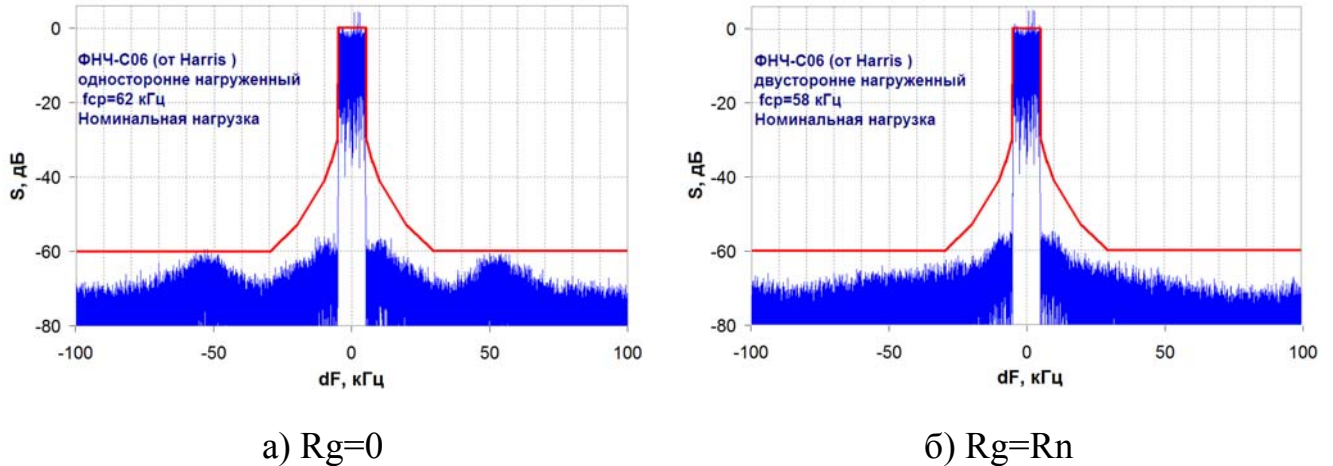


Рисунок 3.5 - Спектр выходного сигнала передатчика с ФНЧ от передатчика фирмы Harris: а) для односторонне нагруженного ФНЧ; б) для двусторонне нагруженного ФНЧ

Совсем другое дело, когда двусторонне нагруженный ФНЧ возбуждается от согласованного генератора (с  $R_g=R_n$ ). В этом случае есть запас по уровню внеполосных излучений около 6 дБ (рисунок 3.5,б), что может обеспечить требования ЭМС при работе передатчика на узкополосную антенну.

Отметим, что в разработанной выше модели передатчика отсутствует коррекция АЧХ, исправляющая неадекватное применение фильтров. Поэтому для случая использования модулятора с нулевым выходным сопротивлением (как в реальном передатчике) был спроектирован односторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом. Его структура аналогична структуре, приведенной на рисунке 3.2, и отличается только номиналами LC элементов. Частотные характеристики этого фильтра (АЧХ и ГВЗ) при возбуждении от источника напряжения ( $R_g=0$ ) приведены на рисунке 3.6.

Как видно из рисунка 3.6, АЧХ и ГВЗ спроектированного ФНЧ при  $R_g=0$  полностью идентичны соответствующим характеристикам согласованного (при  $R_g=R_n$ ) ФНЧ от передатчика фирмы Harris (см. рисунок 3.4). Результаты анализа

спектра выходного сигнала в модели передатчика при использовании оптимизированного односторонне нагруженного ФНЧ приведены на рисунке 3.7.

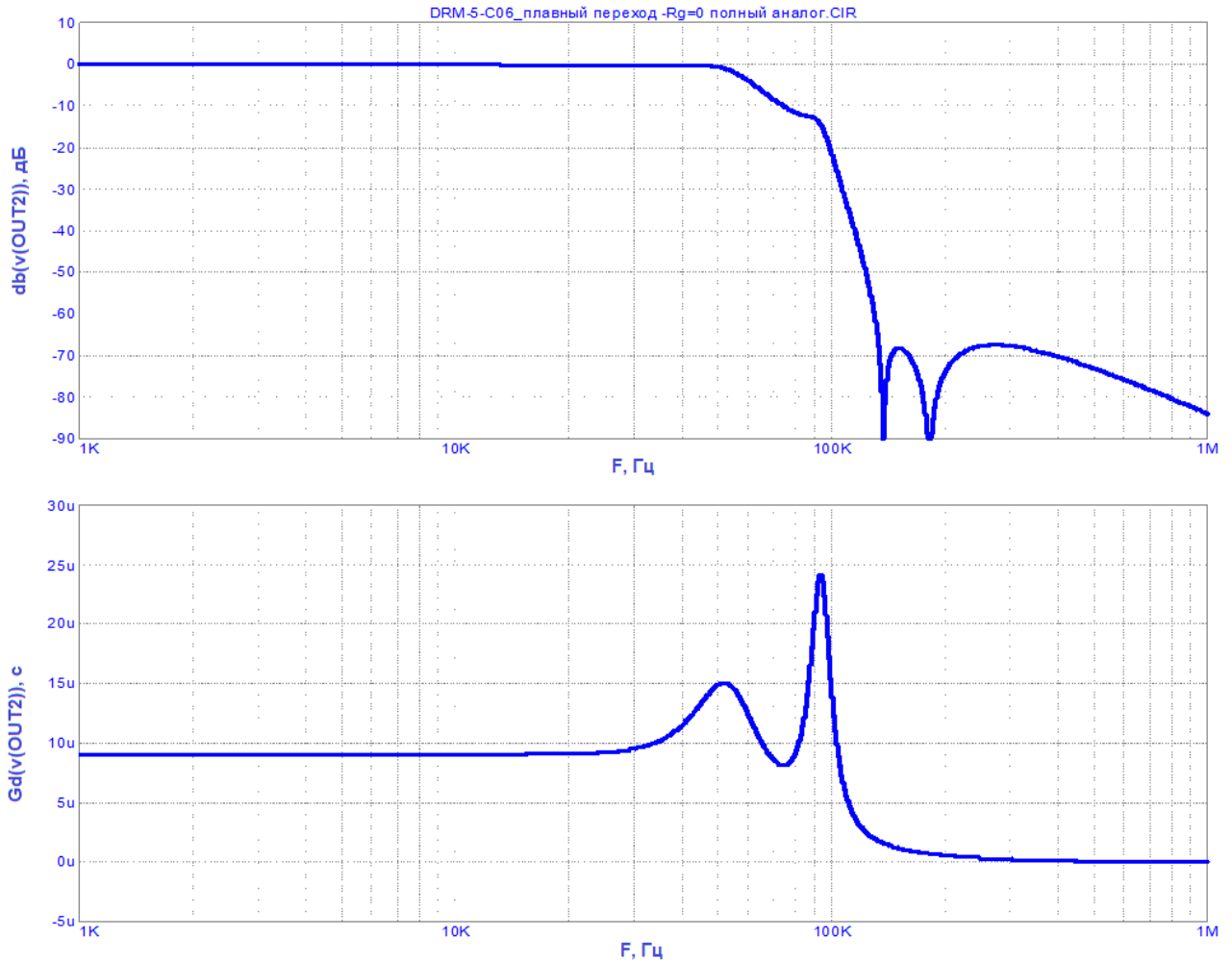


Рисунок 3.6 - АЧХ (вверху) и ГВЗ (внизу) односторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ с плавным переходом при  $R_g=0$

Как видно из рисунка 3.7, при работе передатчика с оптимизированным односторонне нагруженным ФНЧ с плавным переходом запас спектра от маски составляет около 6 дБ. Характер спектра практически идентичен спектру на рисунке 3.5,б для аналогичного двусторонне нагруженного фильтра от передатчика фирмы Naggis. Уровни внеполосных излучений монотонно спадают с ростом отстройки от центральной частоты.

На основании проведенного моделирования можно утверждать, что при работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну) не важно, какой ФНЧ используется - односторонне или двусторонне нагруженный.

Важно, чтобы выходное сопротивление источника сигнала (модулятора) соответствовало принятому при проектировании фильтра. В этом случае отпадает необходимость коррекции частотных характеристик НЧ тракта.

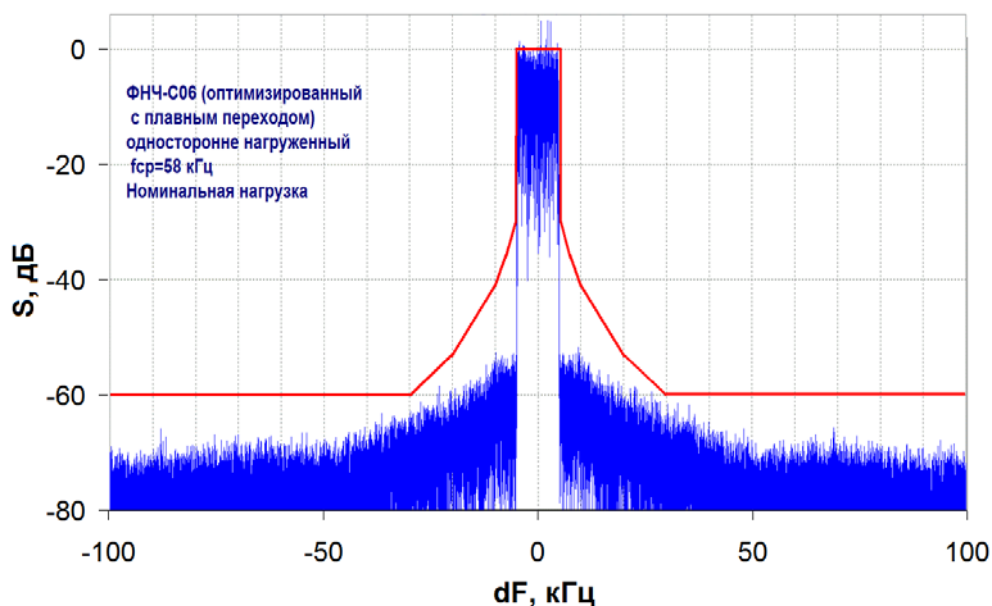


Рисунок 3.7 - Спектр выходного сигнала передатчика с оптимизированным односторонне нагруженным ФНЧ с плавным переходом и полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при  $R_g=0$ .

Вторым важным моментом, который необходимо отметить, является то, что при полосе пропускания НЧ тракта передатчика порядка 6-ти полос передаваемого сигнала внеполосные излучения, вызванные ограничением спектра огибающей, лежат на 6 дБ ниже ограничительной линии маски. Это обеспечивает запас для воздействия других причин искажений, например работы на узкополосную антенну.

И, наконец, третий важный вывод, полученный в результате проведенного анализа, заключается в том, что полоса пропускания модуляционного тракта порядка 3,5 полос передаваемого сигнала является минимально допустимой (предельной). В этом случае внеполосные излучения, вызванные ограничением спектра огибающей, лежат на ограничительной линии маски, что не обеспечивает запаса для воздействия других причин искажений. В качестве иллюстрации этого вывода на рисунках 3.8 и 3.9 приведены спектры выходного сигнала передатчика для двух типов ФНЧ в тракте огибающей с  $R_g=R_n$  и  $R_g=0$ .

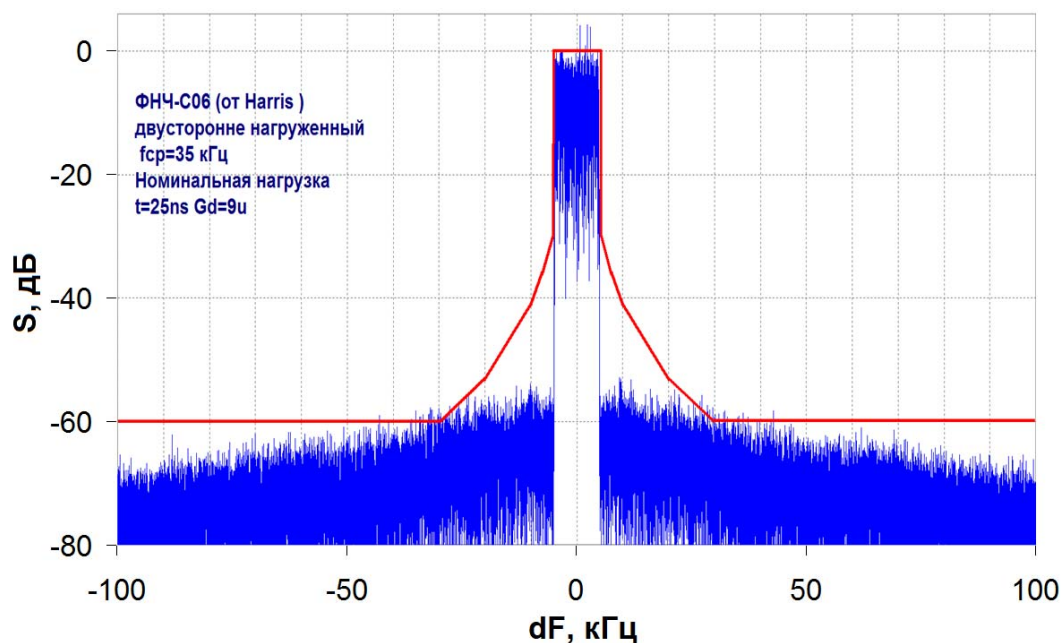


Рисунок 3.8 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris и полосой пропускания 35 кГц (3,5 полос передаваемого сигнала)

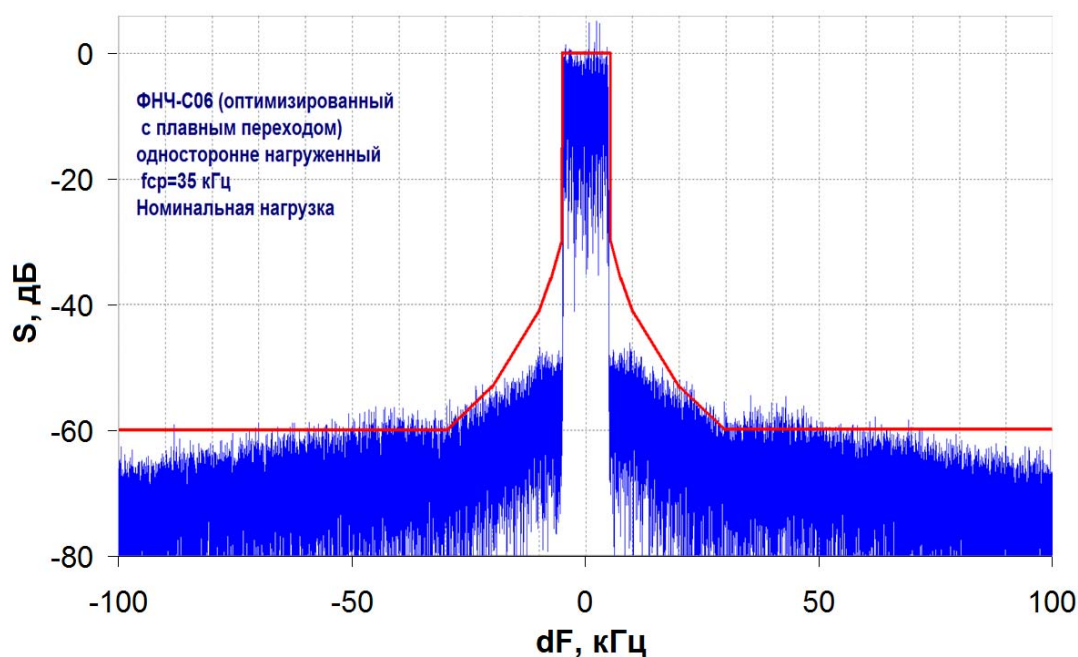


Рисунок 3.9 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании оптимизированного односторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом и полосой пропускания 35 кГц (3,5 полосы передаваемого сигнала)

Рассмотрим далее класс фильтров нижних частот со стандартной аппроксимацией Кауэра 6-го порядка – типа С0610. Структура этих фильтров совпадает со структурой рассмотренных фильтров (см. рисунок 3.2) и отличается

только значениями номиналов элементов. Проектирование проводилось по стандартной методике, изложенной в [62]. Частотные характеристики двух вариантов ФНЧ С0610 – односторонне и двусторонне нагруженных приведены на рисунках 3.10 и 3.11. Следует отметить полную идентичность приведенных характеристик при соответствующих режимах их возбуждения  $R_g=0$  и  $R_g=R_n$ . При полосе пропускания 66,2 кГц (по уровню -3 дБ) ГВЗ составляет 10,2 мкс, а подавление сигналов в полосе задерживания составляет 78,5 дБ.

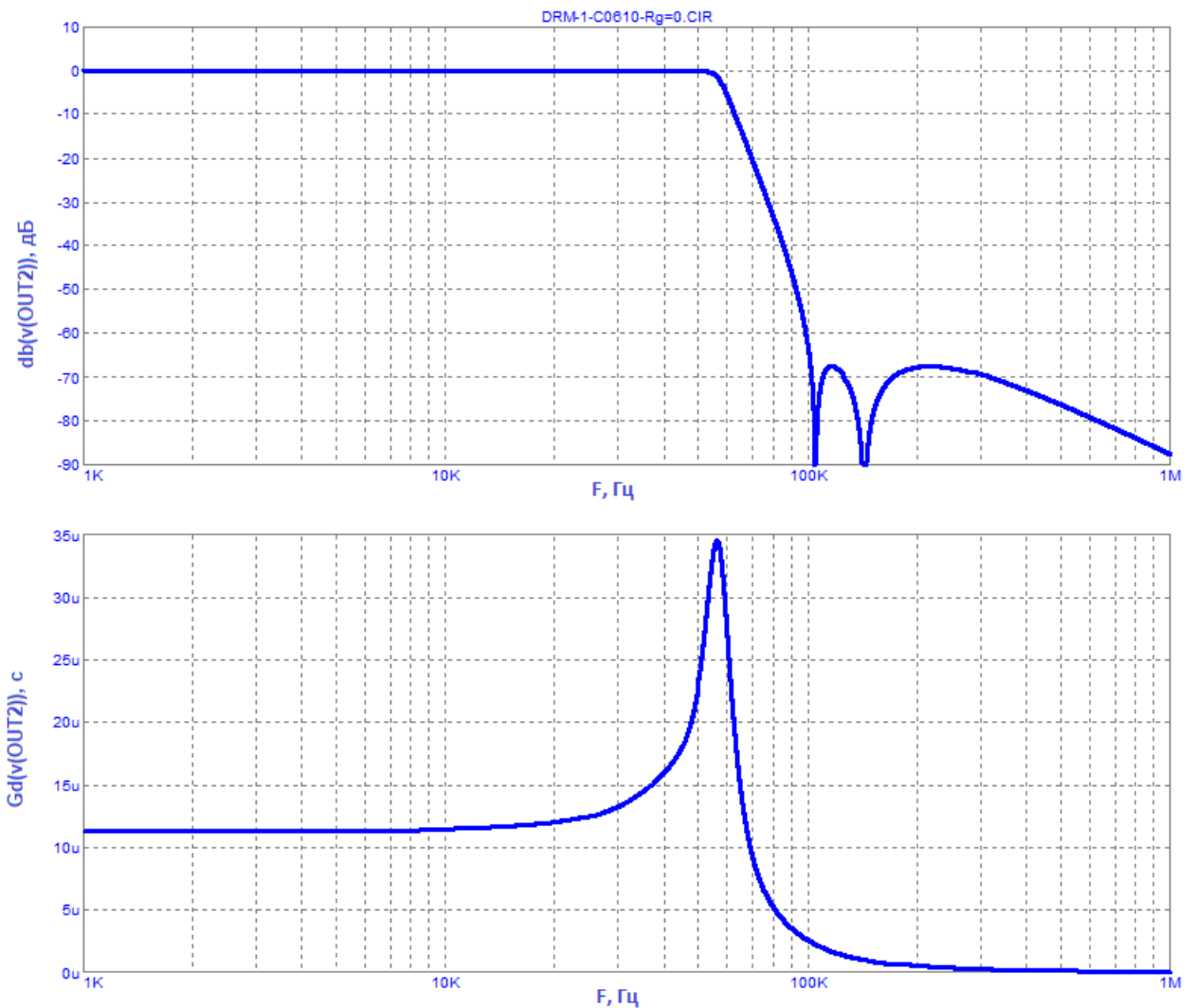


Рисунок 3.10 - АЧХ (вверху) и ГВЗ (внизу) односторонне нагруженного стандартного ФНЧ Кауэра С0610 при  $R_g=0$ . Частота среза 58 кГц, подавление 67,5 дБ.

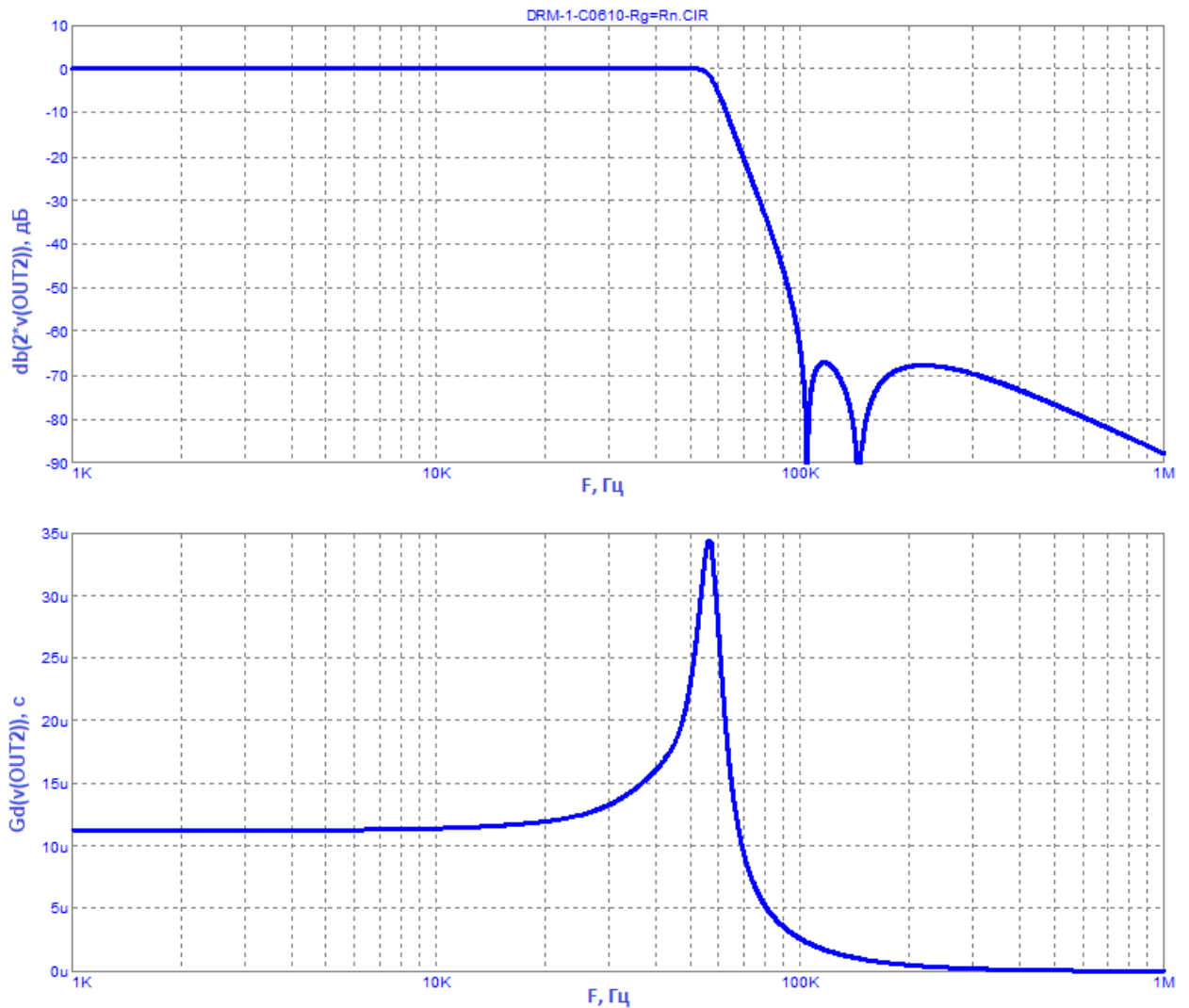


Рисунок 3.11 - АЧХ (вверху) и ГВЗ (внизу) двусторонне нагруженного стандартного ФНЧ Кауэра С0610 при  $R_g=R_n$ . Частота среза 58 кГц, подавление 67,5 дБ.

Результаты анализа выходного спектра ПСТС с отдельным усилением составляющих, полученные в разработанной модели для двух вариантов ФНЧ, приведены на рисунках 3.12 и 3.13 при  $R_g=0$  и  $R_g=R_n$ , соответственно. Анализируя приведенные спектрограммы, следует отметить наличие локальных подъемов внеполосных излучений (на рисунках 3.12 и 3.13 отмечены овалами), отстоящих от центральной частоты на частоту среза ФНЧ.

Подъемы уровней внеполосных излучений, отстоящие от центральной частоты передатчика на частоту среза ФНЧ, уже обсуждались ранее. Они значительно ограничивают минимально допустимую полосу пропускания модуляционного тракта в случае применения стандартных фильтров без плавного



перехода. Минимальная полоса пропускания модуляционного тракта для стандартных ФНЧ составляет 5 полос передаваемого DRM сигнала, что подтверждается приведенными на рисунках 3.14 и 3.15 спектрограммами.

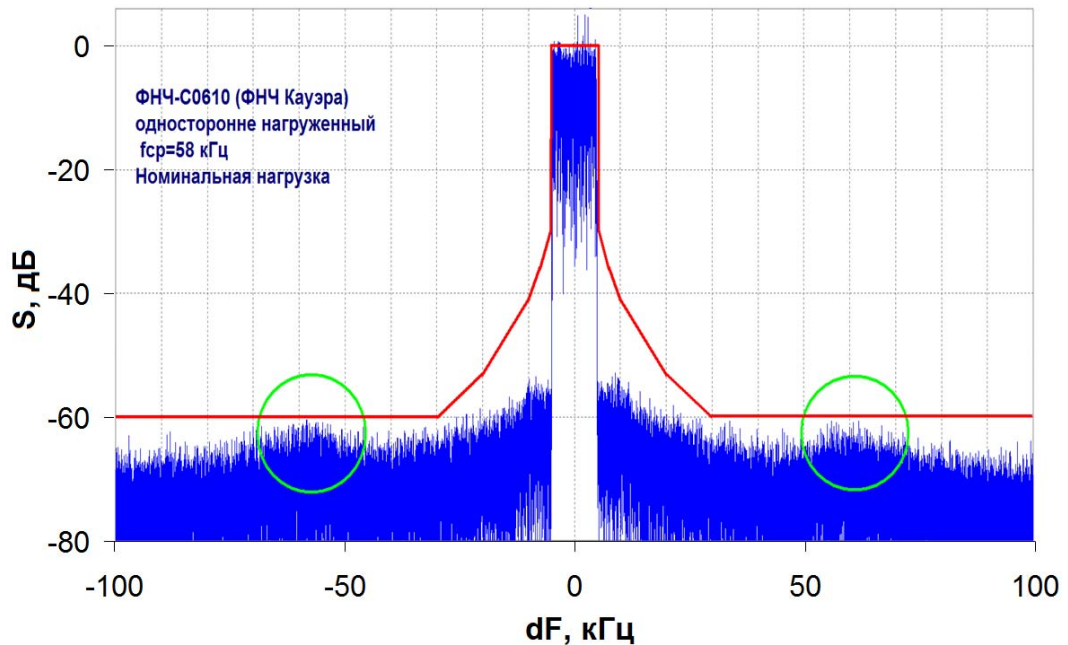


Рисунок 3.12 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании стандартного односторонне нагруженного ФНЧ Кауэра (С0610) с полосой пропускания 58 кГц ( $\approx 6$  полос передаваемого сигнала).  $R_g=0$ .

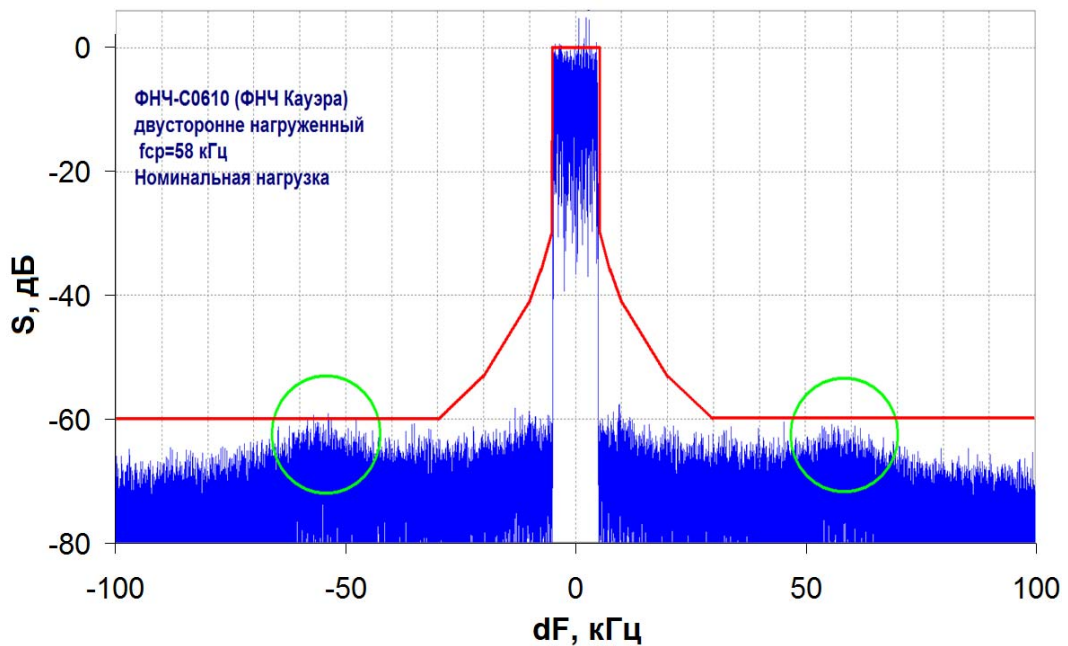


Рисунок 3.13 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании стандартного двусторонне нагруженного ФНЧ Кауэра (С0610) с полосой пропускания 58 кГц ( $\approx 6$  полос передаваемого сигнала).  $R_g=R_n$ .

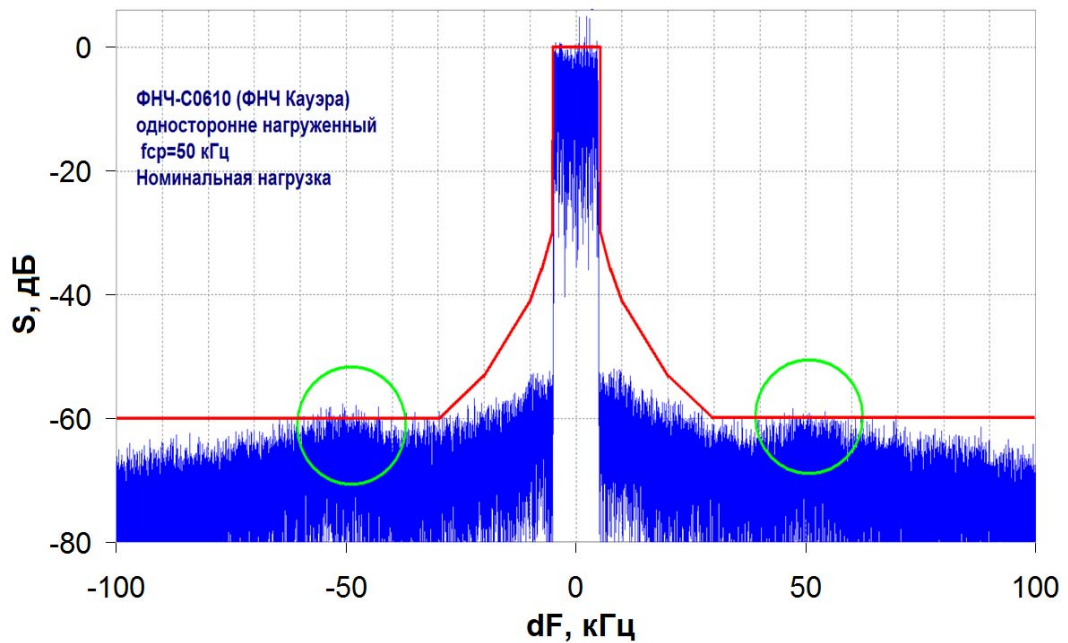


Рисунок 3.14 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании стандартного односторонне нагруженного ФНЧ Кауэра (С0610) с полосой пропускания 50 кГц (5 полос передаваемого сигнала).  $R_g=0$ .

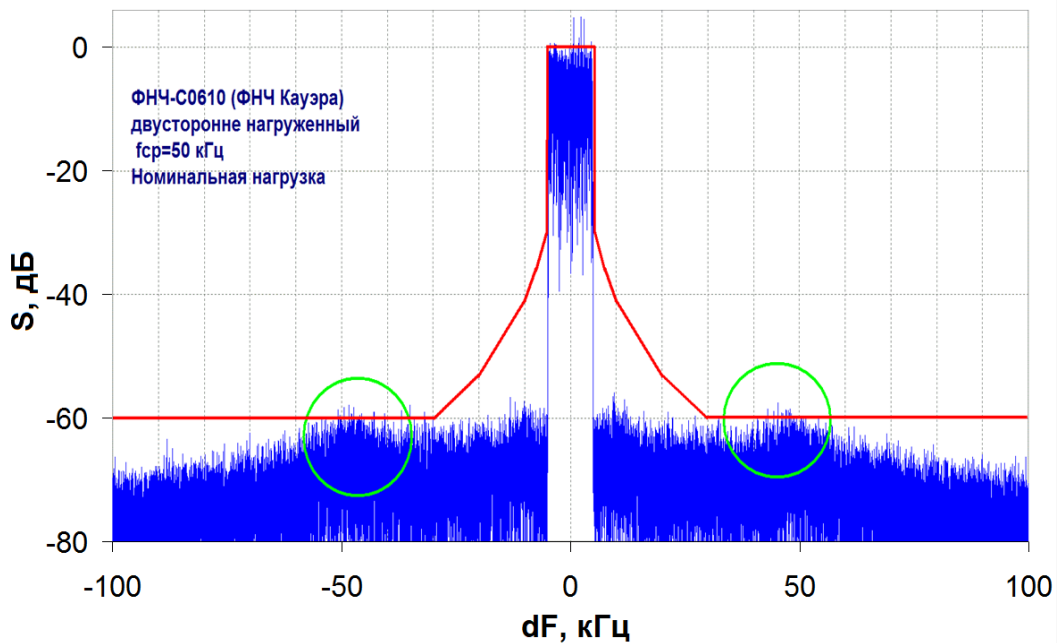


Рисунок 3.15 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании стандартного двусторонне нагруженного ФНЧ Кауэра (С0610) с полосой пропускания 50 кГц (5 полос передаваемого сигнала).  $R_g=R_n$ .

Таким образом, рассмотрев четыре варианта используемых в модуляционном тракте фильтров (односторонне и двусторонне нагруженных с плавным и резким переходом, соответственно), имеющих одинаковые основные

параметры: частоту среза и степень подавления нежелательных продуктов тактовой частоты, можно сделать следующие выводы:

- 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.

#### 3.4 Анализ спектральных характеристик выходного сигнала передатчика при его работе на узкополосную антенну. Исследование зависимости минимально необходимой полосы пропускания модуляционного тракта от величины КСВ в полосе пропускания антенны

В работе автора [24] определена взаимосвязь между полосой пропускания антенны и максимальным КСВ на границах полосы DRM сигнала. Для этого в программе Microwave Office (MWO) были построены графики КСВ антенны при различных полосах пропускания. При этом антенна представлялась моделью в виде последовательного колебательного контура, параметры которого вычисляются в программе MWO по формулам, приведенным ниже. В первых двух строках задаются параметры анализа - полоса пропускания антенны  $P(\Delta F)$  и центральная рабочая частота  $f_0$ . Далее вычисляется добротность

антенны  $Q_a$  и при заданном сопротивлении антенны  $R_a$  вычисляется характеристическое сопротивление последовательного контура  $\rho$ .

В последних двух строках вычисляется индуктивность и емкость антенного последовательного контура:

Расчетные выражения      Синтаксис MWO

$\Delta F = 205 \text{ кГц}$	dF=205e3
$f_0 = 150 \text{ кГц}$	f0=150000
$Q_a = f_0 / \Delta F$	Qa=(f0/dF)
$R_a = 50$	Ra=50
$\rho = Q_a R_a$	RO=Qa*Ra
	Pi=3.141592654
$L_a = \rho / (2\pi f_0)$	La=RO/(2*Pi*f0)
$C_a = 1 / (\rho 2\pi f_0)$	Ca=1/(RO*2*Pi*f0)

В результате проведенных в программе Microwave Office расчетов определяется зависимость КСВ антенны от частотной отстройки от центральной частоты антенны. В качестве примера на рисунке 3.16 приведена частотная характеристика КСВ (VSWR) для полосы пропускания антенны 205 кГц.

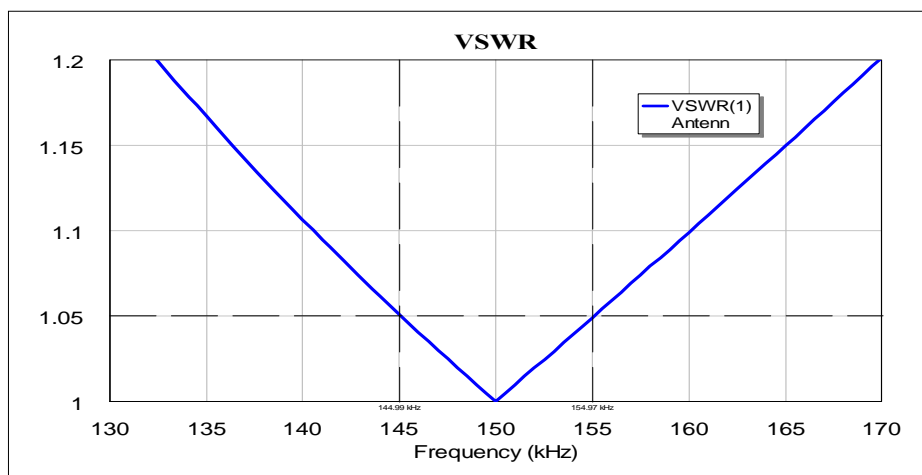


Рисунок 3.16 - Частотная зависимость КСВ антенны с полосой пропускания 205 кГц

Из графика (см. рисунок 3.16) определяется КСВ на частотах  $\pm 5$  кГц от центральной частоты – в данном случае равный 1,05. Аналогичные вычисления

проведены для различных полос пропускания антенны и на их основе построен график (рисунок 3.17), связывающий полосу пропускания антенны и величину КСВ на границах полосы DRM сигнала ( $\pm 5$ кГц).

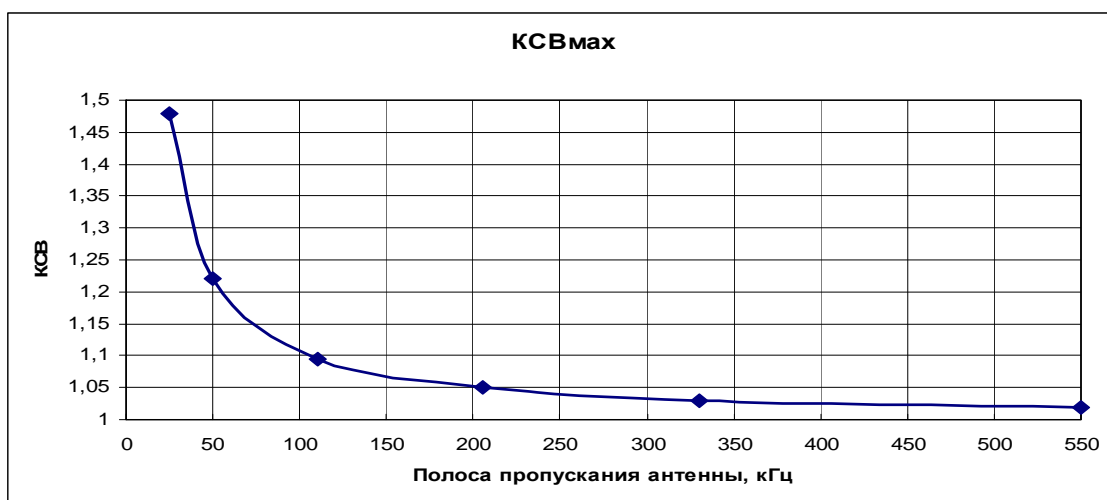


Рисунок 3.17 - Зависимость максимального КСВ антенной цепи на крайних частотах DRM сигнала ( $\pm 5$  кГц) от полосы пропускания антенны по уровню минус 3 дБ

Отметим, что приведенный на рисунке 3.17 график справедлив для любой рабочей частоты, что следует из анализа приведенных выше формул и подтверждается проведенными в программе Microwave Office расчетами. Кроме того, из этого графика (рисунок 3.17) можно определить максимальный КСВ при любой полосе DRM сигнала. Так, например, для сигнала с удвоенной полосой ( $\pm 10$  кГц) нужно взять точку, соответствующую вдвое меньшей полосе пропускания антенны, чем есть на практике, и определить КСВ на крайних частотах полосы сигнала. В качестве примера рассмотрим антенну с полосой 205 кГц и DRM сигнал с полосой  $\pm 10$  кГц. Из графика на рисунке 3.17 определяем КСВ антенны для половинной полосы пропускания антенны (102,5 кГц) и получаем значение  $КСВ=1,1$ . В качестве подтверждения вышесказанного рассмотрим рисунок 3.16 и убедимся, что при реальной полосе пропускания антенны 205 кГц для сигнала с полосой  $\pm 10$  кГц КСВ действительно составляет 1,1.

Полученные при моделировании результаты имеют достаточно строгое математическое подтверждение, при проведении которого можно также

определить границы их применимости. Выражение для КСВ, в соответствии с его определением, записывается как:

$$КСВ = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \quad (3.1)$$

где  $|\Gamma|$  - модуль коэффициента отражения.

Коэффициент отражения определяется как [63]:

$$\Gamma = \frac{(Z_H - Z_B)}{(Z_H + Z_B)}. \quad (3.2)$$

В случае произвольной нагрузки  $Z_H = R_H + jX_H$  при отсутствии затухания в линии модуль коэффициента отражения [63]:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{(R_H - W)^2 + X_H^2}{(R_H + W)^2 + X_H^2}}. \quad (3.3)$$

Поскольку выше в данном подразделе и в разделе 2 активная составляющая входного сопротивления антенны  $R_A$  считается постоянной в полосе частот сигнала (и равной волновому сопротивлению фидера  $W$ ), выражение (3.3) принимает вид:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{X_A^2}{(2R_A)^2 + X_A^2}}. \quad (3.4)$$

Запишем выражения для реактивной составляющей входного сопротивления антенны (представленной эквивалентным последовательным колебательным контуром) на границах полосы частот полезного сигнала  $F$ :

$$\begin{aligned} X_{A1} &= 2\pi\left(f + \frac{F}{2}\right)L - 1 / \left(2\pi\left(f + \frac{F}{2}\right)C\right); \\ X_{A2} &= 2\pi\left(f - \frac{F}{2}\right)L - 1 / \left(2\pi\left(f - \frac{F}{2}\right)C\right). \end{aligned} \quad (3.5)$$

Учитывая, что  $Q = \frac{\rho}{R} = \frac{2\pi fL}{R} = 1 / (2\pi fCR)$ ,

выразим  $L$  и  $C$  как:

$$L = \frac{QR}{2\pi f};$$

$$C = 1/(2\pi fQR).$$
(3.6)

Подставляя (3.6) в (3.5), после преобразований получим:

$$X_{A1} = QR \left[ \left( 1 + \frac{F}{2f} \right) - 1 / \left( 1 + \frac{F}{2f} \right) \right];$$

$$X_{A2} = QR \left[ \left( 1 - \frac{F}{2f} \right) - 1 / \left( 1 - \frac{F}{2f} \right) \right].$$
(3.7)

Преобразуем (3.7) к виду:

$$X_{A1} = QR \frac{\left( 1 + \frac{F}{2f} \right)^2 - 1}{\left( 1 + \frac{F}{2f} \right)} = QR \frac{1^2 + \frac{F}{f} + \left( \frac{F}{2f} \right)^2 - 1}{\left( 1 + \frac{F}{2f} \right)};$$

$$X_{A2} = QR \frac{\left( 1 - \frac{F}{2f} \right)^2 - 1}{\left( 1 - \frac{F}{2f} \right)} = QR \frac{1^2 - \frac{F}{f} + \left( \frac{F}{2f} \right)^2 - 1}{\left( 1 - \frac{F}{2f} \right)},$$

и пренебрегая слагаемым второго порядка малости  $(F/2f)^2$ , что приводит к погрешности не более 2,5% при  $F/f \leq 0.1$ , получим:

$$X_{A1} = QR \frac{F}{\left( f + \frac{F}{2} \right)};$$

$$X_{A2} = QR \frac{-F}{\left( f - \frac{F}{2} \right)}.$$
(3.8)

С учетом  $Q = f/\Pi$ , где  $\Pi$  - полоса пропускания антенны по уровню минус 3 дБ, подставляя (3.8) в (3.4), получим:

$$\begin{aligned}
|\Gamma|_1 &= \frac{R_A \frac{f}{\Pi} \frac{F}{(f+F/2)}}{\sqrt{4R_A^2 + \left(R_A \frac{f}{\Pi} \frac{F}{(f+F/2)}\right)^2}} = \frac{\frac{f}{\Pi} \frac{F}{(f+F/2)}}{\sqrt{4 + \left(\frac{f}{\Pi} \frac{F}{(f+F/2)}\right)^2}}; \\
|\Gamma|_2 &= \frac{R_A \frac{f}{\Pi} \frac{F}{(f-F/2)}}{\sqrt{4R_A^2 + \left(R_A \frac{f}{\Pi} \frac{-F}{(f-F/2)}\right)^2}} = \frac{\frac{f}{\Pi} \frac{F}{(f-F/2)}}{\sqrt{4 + \left(\frac{f}{\Pi} \frac{-F}{(f-F/2)}\right)^2}}.
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Считая, что при  $F/f \leq 0.1$  выражение  $f/(f \pm F/2)$  с погрешностью не более 5% можно считать равным единице, выражение (3.9) можно представить как:

$$|\Gamma|_{1,2} \approx \frac{F/\Pi}{\sqrt{4 + (F/\Pi)^2}}, \tag{3.10}$$

и, соответственно, КСВ из (3.1) как:

$$КСВ = \frac{\sqrt{4 + (F/\Pi)^2} + F/\Pi}{\sqrt{4 + (F/\Pi)^2} - F/\Pi}, \tag{3.11}$$

Данное выражение подтверждает полученную в результате моделирования независимость значения КСВ на краях полосы сигнала от значения рабочей частоты. Рассчитанная в соответствии с (3.11) для полосы частот полезного сигнала  $F = 10 \text{ кГц}$  зависимость КСВ от полосы пропускания совпадает с результатами моделирования, приведенными на рисунке 3.17.

Зависимость КСВ от соотношения  $F/\Pi$  приведена на рисунке 3.18 и может быть аппроксимирована на участке  $F/\Pi \in [0; 0.5]$  экспоненциальной функцией

$$КСВ = 1.001e^{0.9908F/\Pi}$$

или

квадратичной

$КСВ = 0.592(F/\Pi)^2 + 0.982(F/\Pi) + 1.0007$  с  $R^2 = 1$  в обоих случаях.



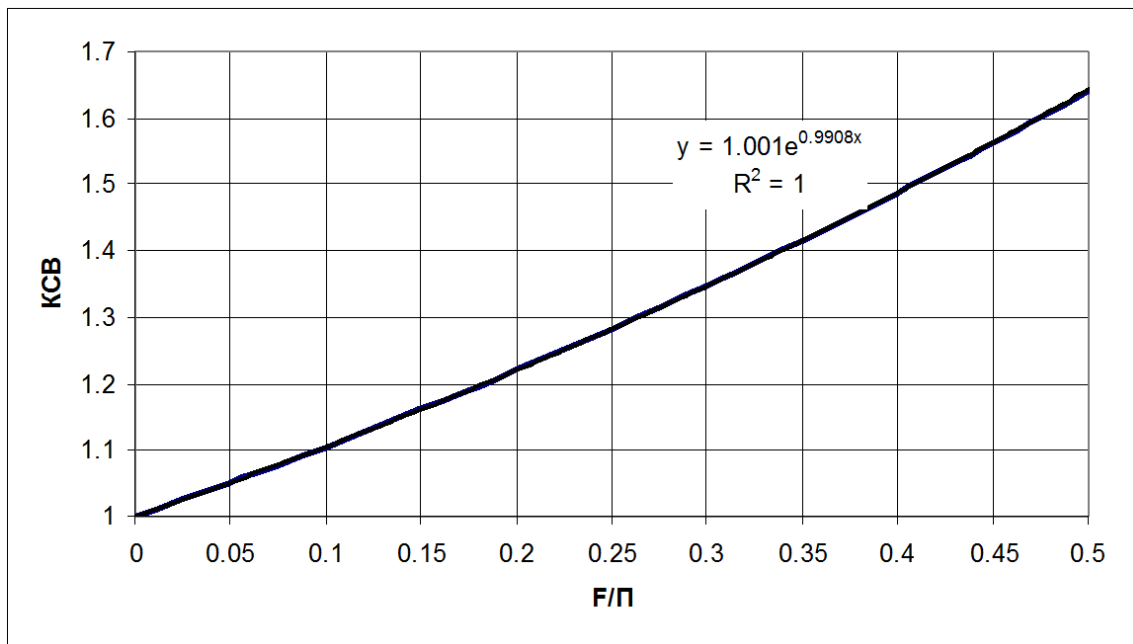


Рисунок 3.18 - Зависимость максимального КСВ антенной цепи на границах полосы частот полезного сигнала  $F$  от отношения  $F$  к полосе пропускания антенны  $\Pi$

Теперь перейдем непосредственно к выявлению зависимости минимально необходимой полосы пропускания фильтра модуляционного тракта от полосы пропускания антенны. Для этого в разработанной модели ПСТС с отдельным усилением составляющих (см. раздел 2, рисунок 2.1) задавались различные полосы пропускания антенны, и определялась минимально необходимая полоса пропускания ФНЧ тракта огибающей, при которой уровни внеполосных колебаний не превышали допустимых значений. Рабочая частота далее принималась равной 150 кГц (если не оговорено отдельно), как наиболее сложная для реализации передатчиков с отдельным усилением составляющих DRM сигнала в диапазоне НЧ.

#### Двусторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом.

По результатам анализа был построен график зависимости минимально необходимой полосы пропускания тракта огибающей от полосы пропускания антенны. Для двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом (от Harris, см. подраздел 3.2) график приведен на рисунке 3.19.



Рисунок 3.19 - Зависимость минимально необходимой полосы пропускания модуляционного тракта от полосы пропускания антенны. ФНЧ двусторонне нагруженный с плавным переходом (от Harris)

Анализируя полученную зависимость, отметим следующее. Горизонтальная линия на графике, определяется минимально допустимой полосой пропускания модуляционного тракта, при которой искажения определяются ограничением спектра огибающей (3,5 полосы передаваемого сигнала). При полосе пропускания антенны более 205 кГц (20,5 полос передаваемого сигнала) искажения, вызванные ограниченной полосой пропускания антенны, еще не сказываются, что подтверждается спектрограммой, приведенной на рисунке 3.20.

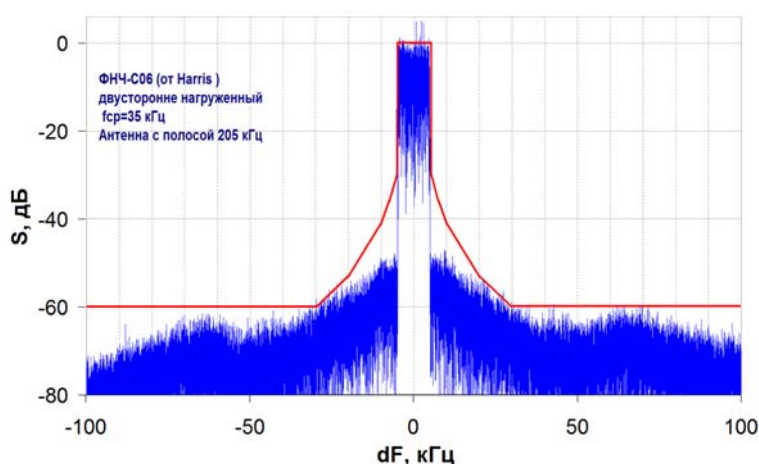


Рисунок 3.20 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris с полосой пропускания 35 кГц (3,5 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 205 кГц (20,5 полос передаваемого сигнала)

При этом искажения (внеполосные излучения) еще могут быть снижены расширением полосы пропускания модуляционного тракта, что подтверждается спектрограммой на рисунке 3.21, полученной для той же полосы пропускания антенны, но с расширенной полосой пропускания модуляционного тракта.

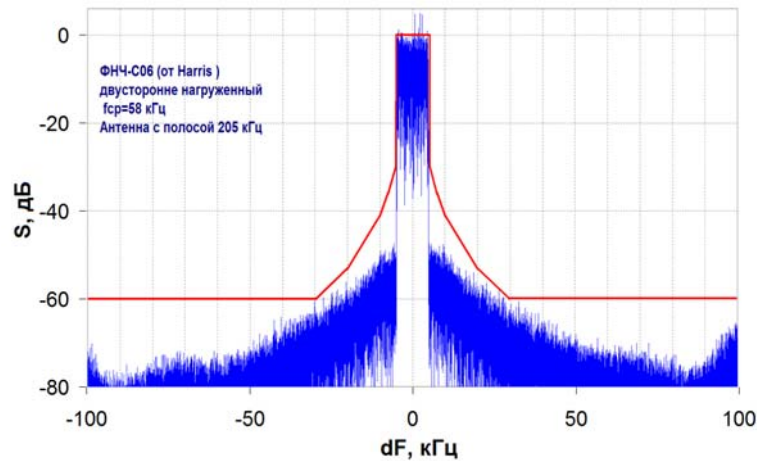


Рисунок 3.21 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 205 кГц (20,5 полос передаваемого сигнала)

В небольшом диапазоне изменения полосы пропускания антенны от 205 кГц до 150 кГц существует линейная зависимость минимально необходимой полосы пропускания модуляционного тракта от полосы пропускания антенны. В этом диапазоне полос пропускания антенны, искажения (внеполосные излучения), вызванные отдельно каждой из причин искажений – ограничением спектра огибающей и узкополосной антенной еще не на пределе требований спектральной маски. Поэтому допустимы оба источника искажений, которые в совокупности доводят внеполосные излучения до максимально допустимых (до ограничительной маски).

При узких полосах пропускания антенны (менее 150 кГц) искажения, вызванные узкополосной антенной, уже превышают требования маски и не могут быть снижены расширением полосы пропускания модуляционного тракта. Искажения, вызванные ограничением спектра огибающей при полосе пропускания модуляционного тракта более 58 кГц, пренебрежимо малы и не вносят существенного вклада в общий уровень искажений (внеполосных

излучений), что подтверждается спектрограммами на рисунках 3.22 и 3.23. Из спектрограмм видно, что уровень внеполосных колебаний не снижается при увеличении полосы пропускания модуляционного тракта. Это обстоятельство отражается на графике рисунок 3.19 вертикальной линией, определяющей минимально возможную полосу пропускания антенны (150 кГц или 15 полос передаваемого сигнала), при которой еще удовлетворяются требования ЭМС по внеполосным излучениям при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом.

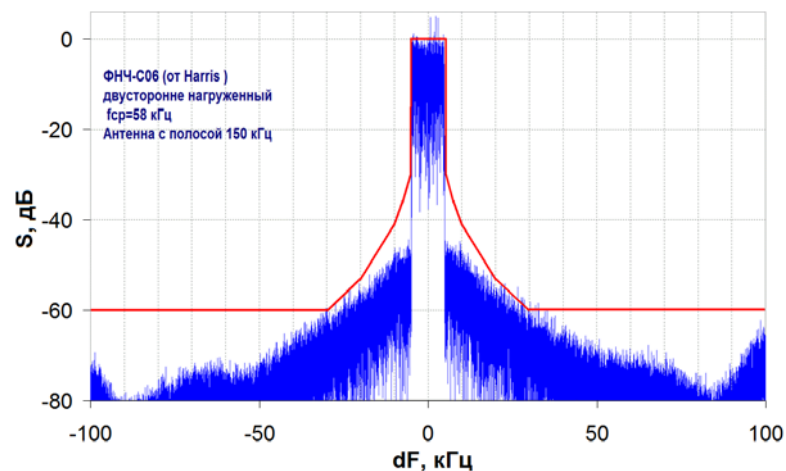


Рисунок 3.22 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 150 кГц (15 полос передаваемого сигнала)

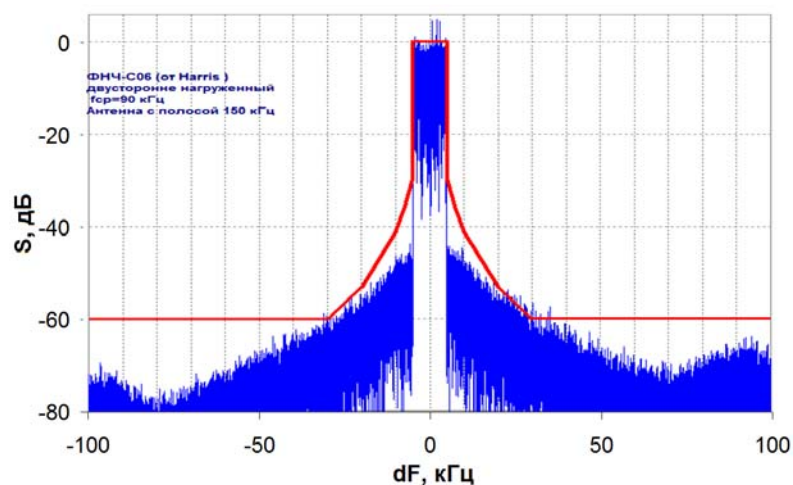


Рисунок 3.23 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris с полосой пропускания 90 кГц (9 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 150 кГц (15 полос передаваемого сигнала)

Рассмотрим теперь работу передатчика на узкополосную антенну с односторонне нагруженным ФНЧ с плавным переходом.

#### Односторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом

В результате проведения аналогичного анализа работы передатчика с односторонне нагруженным ФНЧ на узкополосную антенну выявлена зависимость минимальной полосы пропускания тракта огибающей от полосы пропускания антенны, приведенная на рисунке 3.24.

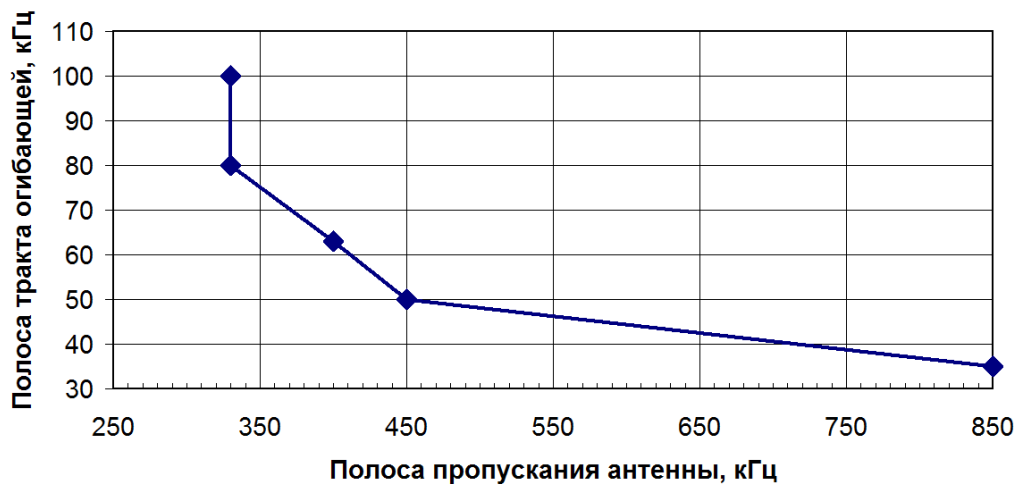


Рисунок 3.24 - Зависимость минимально необходимой полосы пропускания модуляционного тракта от полосы пропускания антенны. Односторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом

Анализируя приведенную на рисунке 3.24 зависимость, следует отметить, что односторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом при идентичных прочих параметрах, значительно уступает по возможности работы на узкополосную антенну двусторонне нагруженному фильтру с плавным переходом. Так, минимально допустимая полоса пропускания антенны составляет 330 кГц (33 полосы передаваемого сигнала), что практически вдвое больше, чем в случае применения двусторонне нагруженного ФНЧ, рассмотренного выше. В качестве примера на рисунках 3.25 и 3.26 приведены спектрограммы выходного сигнала при минимально допустимой полосе пропускания антенны 330 кГц.

Как следует из анализа спектрограмм на рисунках 3.25 и 3.26, минимально допустимая полоса пропускания антенны для этого типа ФНЧ составляет 330 кГц и искажения (внеполосные излучения) не уменьшаются с увеличением полосы

пропускания модуляционного тракта. Это говорит о том, что максимально допустимые искажения (внеполосные излучения) полностью определяются узкополосной антенной и не могут быть снижены расширением полосы пропускания модуляционного тракта.

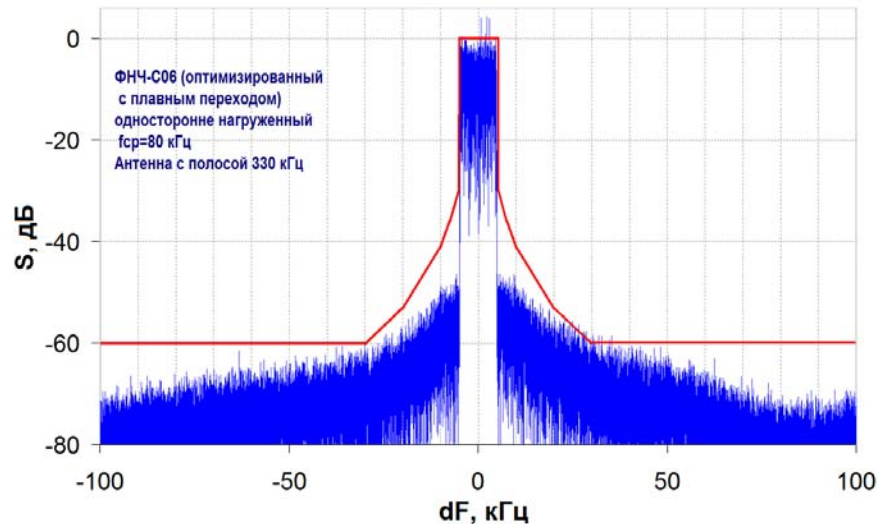


Рисунок 3.25 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 80 кГц (8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 330 кГц (33 полосы передаваемого сигнала)

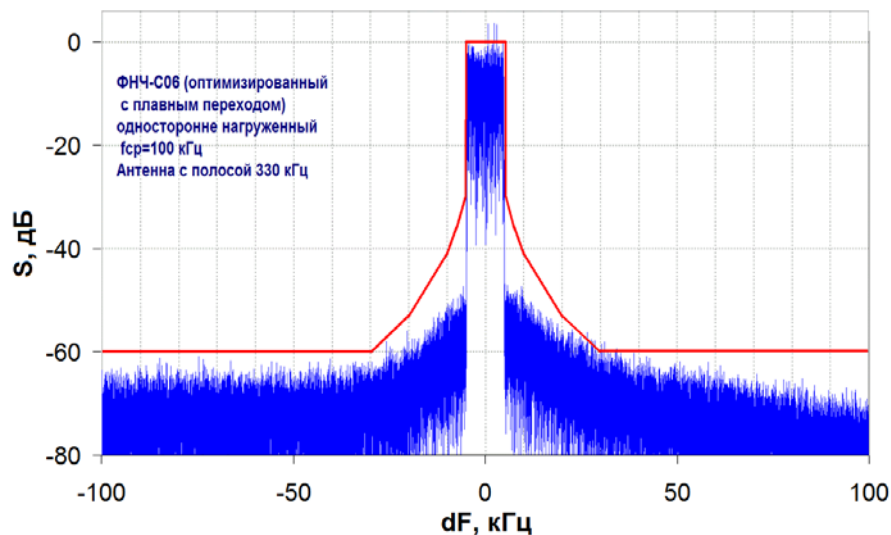


Рисунок 3.26 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 100 кГц (10 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 330 кГц (33 полосы передаваемого сигнала)

В остальном характер поведения зависимости на рисунке 3.24 похож на аналогичную зависимость для двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом (см. рисунок 3.19).

Далее рассмотрим работу передатчика на узкополосную антенну со стандартными ФНЧ Кауэра С0610 в модуляционном тракте.

#### Односторонне нагруженный ФНЧ С0610.

Вначале была исследована работа передатчика при возбуждении фильтра от генератора напряжения. Соответствующий график зависимости минимально необходимой полосы пропускания ФНЧ от полосы пропускания антенны приведён на рисунке 3.27.

Сравнивая полученную зависимость с аналогичной для оптимизированного ФНЧ с плавным переходом, (см. рисунок 3.24) можно видеть, что стандартный ФНЧ значительно проигрывает последнему. Таким образом, можно сделать вывод о нежелательности использования стандартных фильтров при создании модуляционного тракта огибающей передатчика по схеме Кана.

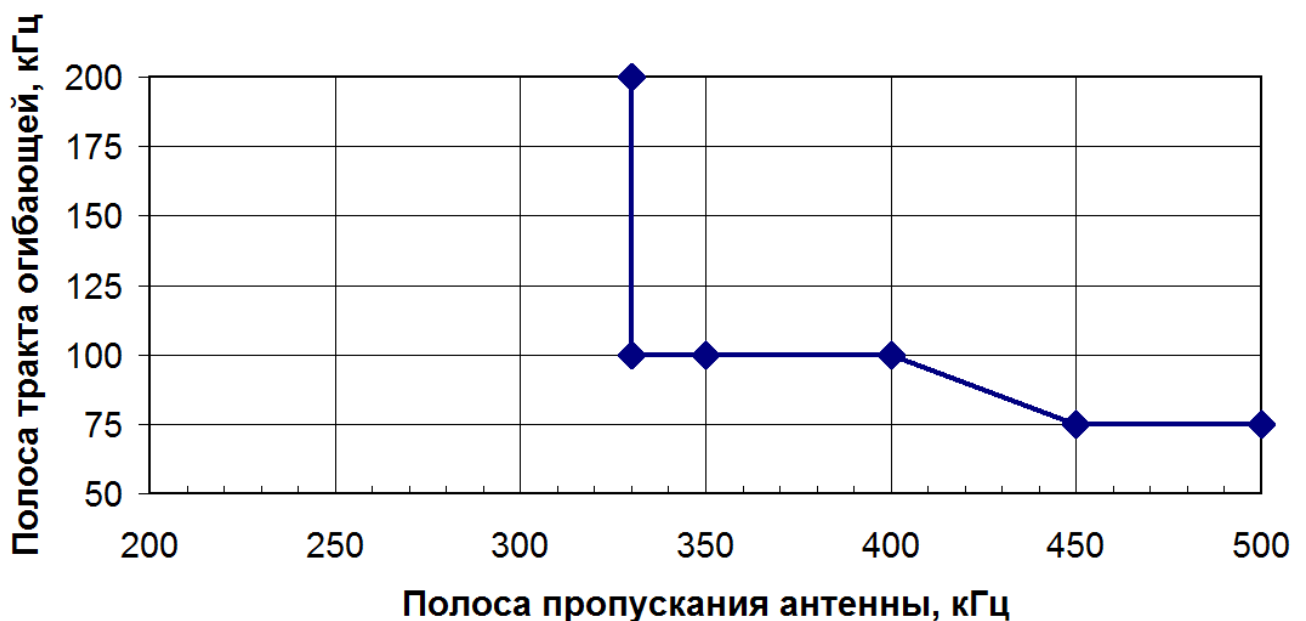


Рисунок 3.27 - Зависимость минимально необходимой полосы пропускания модуляционного тракта от полосы пропускания антенны. Стандартный односторонне нагруженный ФНЧ Кауэра

Это вызвано тем, что при проектировании стандартных фильтров их авторы не уделяли внимания характеру АЧХ непосредственно за частотой среза. В тоже время, как было отмечено в подразделе 3.2, эта область играет важную роль в процессе свёртки огибающей и фазомодулированной составляющей передаваемого сигнала. При наличии резкого излома АЧХ на границе полосы пропускания энергия внеполосных колебаний, возникающих из за ограничения полосы пропускания фильтра, оказывается сосредоточена в узкой полосе частот, что даёт на спектрограмме сигнала характерные всплески в зонах частот, отстоящих вверх и вниз от его центральной рабочей частоты на частоту среза ФНЧ.

#### Двухсторонне нагруженный ФНЧ С0610.

Далее был рассмотрен стандартный фильтр Кауэра при работе с согласованным источником сигнала огибающей. Результаты расчетов приведены на рисунке 3.28.

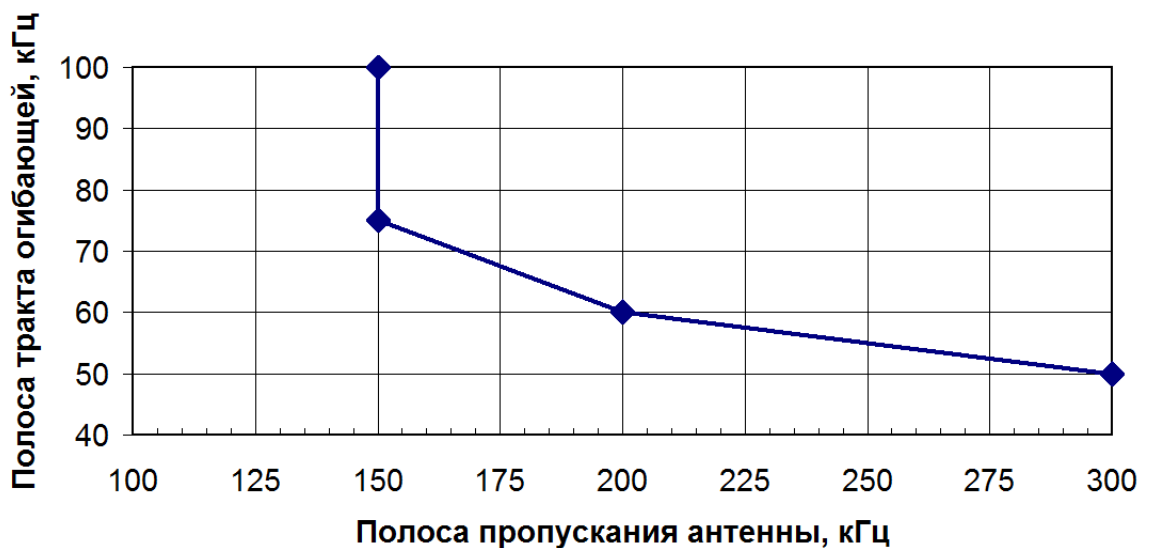


Рисунок 3.28 - Зависимость минимально необходимой полосы пропускания модуляционного тракта от полосы пропускания антенны. Стандартный двухсторонне нагруженный ФНЧ Кауэра.

Сравнение полученных результатов со случаем односторонне нагруженного фильтра подтверждает, что использование модулятора с согласованным выходным сопротивлением также является предпочтительным, так как позволяет снизить требования к полосе пропускания антенны и её КСВ.



### 3.5 Разработка рекомендаций по выбору параметров фильтра модуляционного тракта

Рассмотрев и проанализировав варианты реализации фильтров в модуляционном тракте, отметим, что фильтры с плавным переходом обеспечивают работу передатчика на антенны с более узкой полосой пропускания, чем стандартные реализации ФНЧ. Здесь необходимо напомнить, что наличие в модуляционном тракте конкретных передатчиков ФНЧ со стандартными характеристиками еще не означает, что в АЧХ тракта огибающей нет плавного перехода. Он может быть реализован в цифровом виде в блоке коррекции АЧХ.

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 3.1.

Из анализа и сравнения полученных результатов следует, 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 3.1 – 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
<b>ФНЧ со стандартной АЧХ</b>			
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
<b>ФНЧ с плавным переходом АЧХ</b>			
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

### 3.6 Выводы по разделу 3

1. 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, 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.

2. 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.

3. Для случая работы 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 усиливаемого сигнала;

- показано, 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 5,8 полос сигнала.

## 4 МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К ПОЛОСЕ ПРОПУСКАНИЯ АНТЕННЫ ДЛЯ ПЕРЕДАТЧИКА С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ

### 4.1 Введение к разделу 4

Рассмотрим известные и предлагаемые аппаратные методы (схемотехнические решения), направленные на снижение чувствительности передатчика к полосе пропускания антенны.

Одним из таких методов является применение ЧРЦ (частотно-расширительная цепь) когда к узкополосной антенне подключается сопряженный параллельный контур с резистором, что делает нагрузку передатчика широкополосной. Этот метод подробно исследован в [31, 64 - 66] и используется на практике, хотя и является весьма дорогостоящим, поскольку требует использования LC элементов с большими допустимыми реактивными мощностями. Метод можно применять только на фиксированной частоте, поэтому далее он рассматриваться не будет.

Ко второму аппаратному методу снижения требований к полосе пропускания антенны можно отнести применение демпфирующей цепи на выходе ФНЧ модуляционного тракта. Напомним, что при работе передатчика на узкополосную антенну сопротивление нагрузки ФНЧ повышается в верхней части полосы пропускания, в том числе в полосе задерживания. При этом в ненагруженных высокодобротных LC элементах ФНЧ возникают паразитные колебания. Для борьбы с ними и применяется демпфирующая цепь. Такая демпфирующая цепь опционально используется в передатчиках серии DAX (производства фирмы Harris) и ее схема приведена в предыдущем разделе работы на рисунке 3.2 – элементы L12,C8,R14. Она представляет собой последовательный колебательный контур с резонансной частотой, равной  $\approx 90\%$  от частоты среза ФНЧ, и добротностью  $Q_{дц}=1,3\dots 1,5$ . Эффективность ее применения будет исследована ниже с помощью разработанной в разделе 2

компьютерной модели передатчика современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих.

К третьему аппаратному методу снижения требований к полосе пропускания антенны можно отнести применение предлагаемого в настоящей работе ФВЧ-диплексера на выходе ФНЧ модуляционного тракта. Этот метод несколько похож на предыдущий. Отличие заключается в том, что используется не полосовая демпфирующая цепь, обеспечивающая нагрузку LC элементам фильтра лишь в некоторой полосе частот, а простейший ФВЧ в виде последовательной емкости, нагруженной на резистор, равный номинальной нагрузке ФНЧ тракта огибающей. В этом случае при узкополосной антенне нагрузка ФНЧ тракта огибающей остается номинальной резистивной во всем диапазоне частот, включая и полосу задерживания ФНЧ. При этом стабилизируются характеристики ФНЧ и ликвидируется возможность появления резонансных колебаний.

К четвертому аппаратному методу снижения требований к полосе пропускания антенны можно отнести применение передатчика с многофазной ШИМ. Действительно, при использовании  $n$ - фазной ШИМ напряжения гармоник тактовой частоты, начиная с первой и по  $n-1$  включительно, взаимно компенсируются. И только гармоники с номером  $n$  и выше необходимо ослаблять с помощью ФНЧ модуляционного тракта, что позволяет значительно снизить порядок ФНЧ (количество LC элементов), а также степень подавления и крутизну переходной области его АЧХ, что благоприятствует работе всего передатчика на узкополосную антенну.

В следующих подразделах работы будет рассмотрена эффективность применения рассмотренных аппаратных методов снижения требований к полосе пропускания антенны. Рассмотрение основано на опубликованной работе автора [21]. Анализ будет проводиться в разработанной модели передатчика (рисунок 2.1 в разделе 2) для фильтров с плавным переходом. Фильтры со стандартной характеристикой Кауэра, как заведомо худшие, далее рассматриваться не будут.

Моделирование выполнено на примере фрагмента реального OFDM-сигнала цифрового радиовещания стандарта DRM (Digital Radio Mondiale) с занимаемой полосой частот 10 кГц, что позволяет пропорционально масштабировать полученные результаты для любых применений.

#### 4.2 Применение демпфирующей цепи на выходе ФНЧ модуляционного тракта

Работа передатчика с двусторонне нагруженным ФНЧ с плавным переходом в модуляционном тракте. Как следует из анализа, проведенного в предыдущем разделе работы, применение двусторонне нагруженных ФНЧ с плавным переходом на выходе модуляционного тракта обеспечивает работу передатчика на антенны с более узкой полосой пропускания, чем стандартные реализации ФНЧ. Конкретная связь требуемой полосы пропускания ФНЧ с полосой пропускания антенны отражена на рисунке 3.19. Так, например, при полосе пропускания ФНЧ, равной 58 кГц, допустимые уровни внеполосных колебаний на выходе передатчика обеспечиваются при полосе пропускания антенны не менее 150 кГц.

Проведенный в настоящем подразделе анализ показал, что применение демпфирующей цепи обеспечивает возможность работы передатчика с выполнением требований ЭМС по внеполосным излучениям на антенну с более узкой полосой пропускания (до 50 кГц), что подтверждается спектрограммами, приведенными на рисунках 4.1 и 4.2.

Однако следует помнить, что применение демпфирующей цепи искажает АЧХ фильтра тракта огибающей и его ГВЗ и при работе на номинальную нагрузку запас от спектральной маски становится нулевым, что подтверждается спектрограммой на рисунке 4.3 (в отличие от спектрограммы на рисунке 3.5,б).

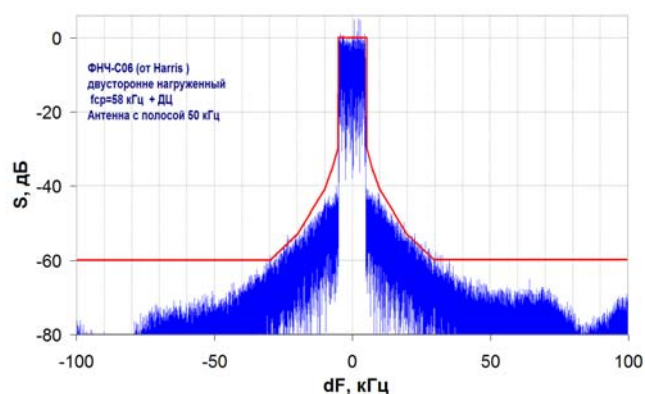


Рисунок 4.1 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 50 кГц (5 полос передаваемого сигнала).

Требования ЭМС выполняются

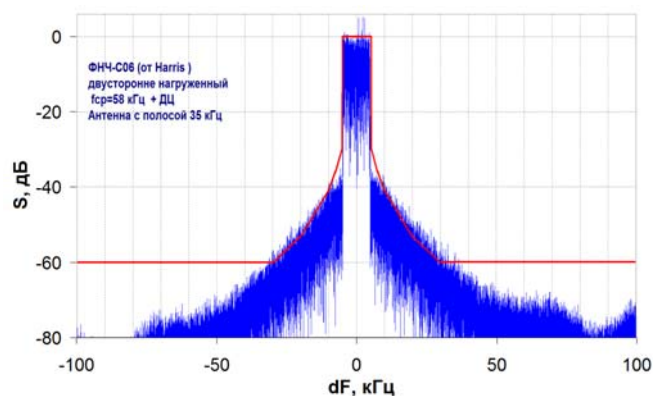


Рисунок 4.2 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 35 кГц (3,5 полосы передаваемого сигнала). Требования ЭМС не выполняются

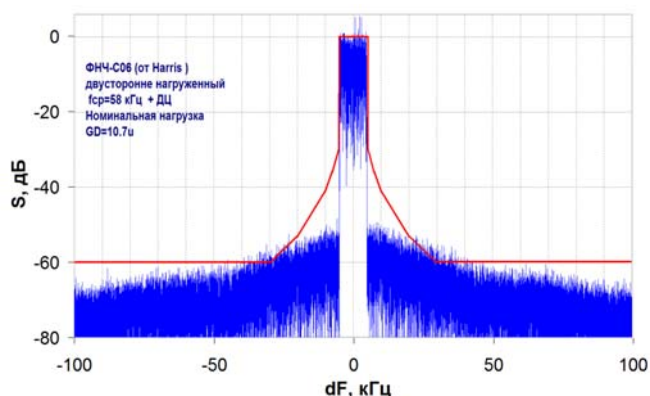


Рисунок 4.3 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) совместно с демпфирующей цепью при работе на номинальную нагрузку. Требования ЭМС выполняются

Работа передатчика с односторонне нагруженным ФНЧ с плавным переходом в модуляционном тракте при использовании демпфирующей цепи.

Как показал проведенный анализ, использование демпфирующей цепи в односторонне нагруженном ФНЧ практически не снижает искажений (внеполосных излучений), что подтверждается спектрограммами на рисунках 4.4 и 4.5. Так, минимально допустимая полоса пропускания антенны составляет 300 кГц при полосе пропускания ФНЧ, равной 80 кГц. Это, практически, те же значения, что и без применения демпфирующей цепи (сравни с рисунком 3.24 в предыдущем разделе).

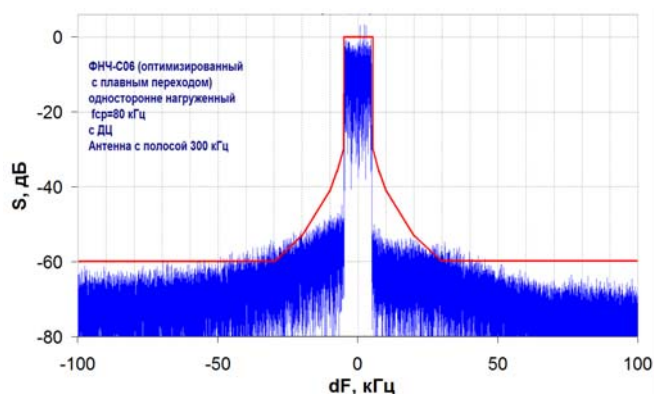


Рисунок 4.4 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 80 кГц (8 полос передаваемого сигнала) совместно с демпфирующей цепью при работе на антенну с полосой 300 кГц.

Требования ЭМС выполняются на пределе

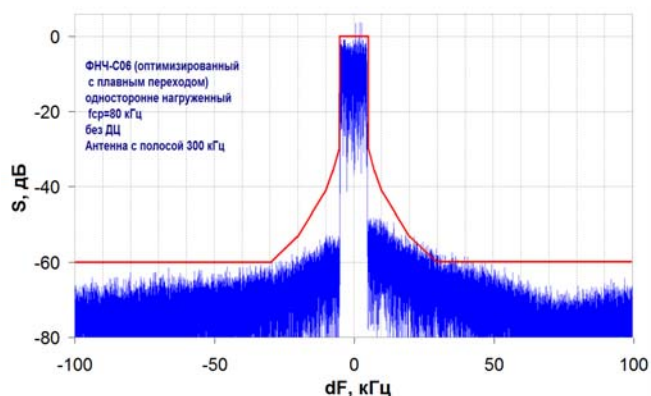


Рисунок 4.5 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 80 кГц (8 полос передаваемого сигнала) без демпфирующей цепи при работе на антенну с полосой 300кГц.

Требования ЭМС выполняются на пределе.



На основании проведенного исследования эффективности применения демпфирующей цепи можно сделать следующие выводы:

- 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.

- в случае односторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом применение демпфирующей цепи не дает положительных результатов в плане снижения искажений (внеполосных излучений).

#### 4.3 Применение ФВЧ-диплексера на выходе фильтра модуляционного тракта

Рассмотрим более подробно особенности работы передатчика современных телекоммуникационных сигналов с отдельным усилением составляющих на узкополосную антенну. При усилении многочастотных OFDM сигналов с одновременной амплитудной и фазовой модуляцией вида:

$$s_1(t) = A_1(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t)],$$

где  $A_1(t)$  и  $\varphi_1(t)$  - медленно изменяющиеся функции времени по сравнению с изменением колебания несущей частоты, применение спектрального метода для анализа их прохождения через избирательные цепи проблематично. В этих случаях целесообразнее использование метода комплексной огибающей, пригодного для анализа прохождения узкополосного (сравнительно с частотой несущей) сигнала через избирательную цепь с сильно выраженной частотной избирательностью. Комплексная огибающая узкополосного сигнала

$$\dot{A}_1(t) = A_1(t) e^{j\varphi_1(t)}$$

является медленной функцией времени, включает в себя оба вида модуляции - амплитудную и угловую, и содержит всю заключенную в узкополосном сигнале информацию. Метод комплексной огибающей применим

при симметрии спектра узкополосного сигнала относительно несущей частоты и симметрии АЧХ избирательной цепи относительно ее резонансной частоты, что позволяет ограничиться анализом прохождения через избирательную цепь одной симметричной половины сигнала. Сущность метода огибающей заключается в замене анализа прохождения узкополосного сигнала через избирательную цепь рассмотрением прохождения огибающей сигнала через низкочастотный эквивалент избирательной цепи.

Для этого спектр ВЧ сигнала сдвигается по оси частот на величину частоты несущей  $\omega_0$ , и спектральная функция сигнала  $\dot{S}(\omega) = \dot{S}(\omega + \Omega)$  переходит в спектральную функцию комплексной огибающей  $\dot{S}_1(\omega - \omega_0) = \dot{S}_1(\Omega)$ .

Частотная характеристика избирательной системы  $\dot{K}(\omega) = \dot{K}(\omega_p + \Omega)$  также сдвигается по оси частот к началу координат на величину резонансной частоты  $\omega_p$  и переходит в частотную характеристику низкочастотного эквивалента  $\dot{K}_1(\omega - \omega_p) = \dot{K}_1(\Omega)$ .

Как отмечалось в разделе 1 настоящей работы, нагрузка ВЧ тракта передатчика в виде узкополосной антенны эквивалентна нагрузке в виде последовательного колебательного контура. Его сопротивление можно записать как

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

где

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

Аналогичное сопротивление имеет последовательная  $LR$ -цепь:

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

которая 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. Эти паразитные колебания, модулируя ВЧ фазомодулированную (ФМ) составляющую усиливаемого сигнала, вызывают нелинейные искажения (внеполосные излучения) на выходе передатчика.

Для устранения этого эффекта предлагается 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:

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

Проанализируем далее эффективность применения ФВЧ-диплексера с двумя типами ФНЧ с плавным переходом - односторонне и двусторонне нагруженных.

#### 4.3.1 Применение ФВЧ-диплексера на выходе односторонне нагруженного ФНЧ модуляционного тракта с плавным переходом

Результаты расчетов спектра выходного сигнала для случая полосы пропускания антенны 150 кГц при полосе пропускания ФНЧ 60 кГц приведены на рисунке 4.6 (ФВЧ-диплексер подключен) и рисунке 4.7 (ФВЧ-диплексер отключен). Как следует из сравнения спектрограмм, ФВЧ-диплексер снижает внеполосные излучения на 7...8 дБ.

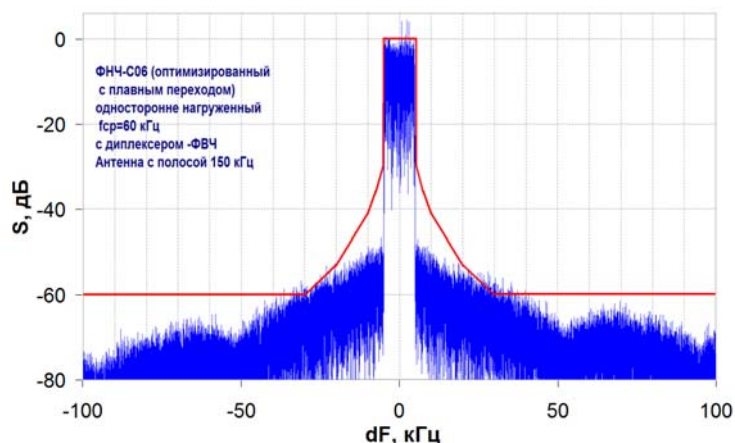


Рисунок 4.6 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 60 кГц (6 полос передаваемого сигнала) с ФВЧ-диплексером при работе на антенну с полосой 150кГц.

Требования ЭМС выполняются на пределе

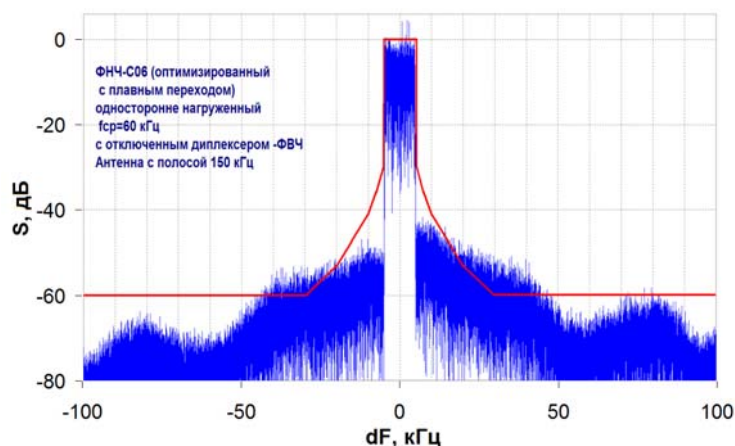


Рисунок 4.7 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 60 кГц (6 полос передаваемого сигнала) с отключенным ФВЧ-диплексером при работе на антенну с полосой 150 кГц.

Внеполосные излучения превышают требования ЭМС на 7...8 дБ.

#### 4.3.2 Применение ФВЧ-диплексера на выходе двусторонне нагруженного ФНЧ модуляционного тракта с плавным переходом

Использование ФВЧ-диплексера с двусторонне нагруженным ФНЧ также снижает внеполосные излучения. В качестве примера на рисунках 4.8 (диплексер подключен) и 4.9 (диплексер отключен) приведены спектры выходного сигнала передатчика для случая полосы пропускания антенны 25 кГц при полосе

пропускания ФНЧ 58 кГц. Как следует из сравнения спектрограмм, ФВЧ-диплексер снижает внеполосные излучения на 7...8 дБ.

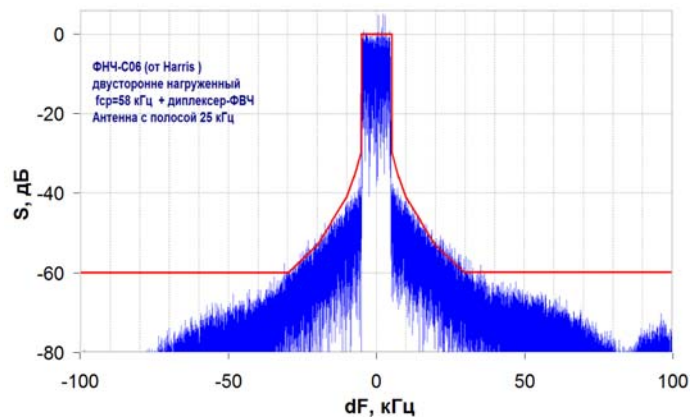


Рисунок 4.8 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) с ФВЧ-диплексером при работе на антенну с полосой 25 кГц.

Требования ЭМС выполняются на пределе

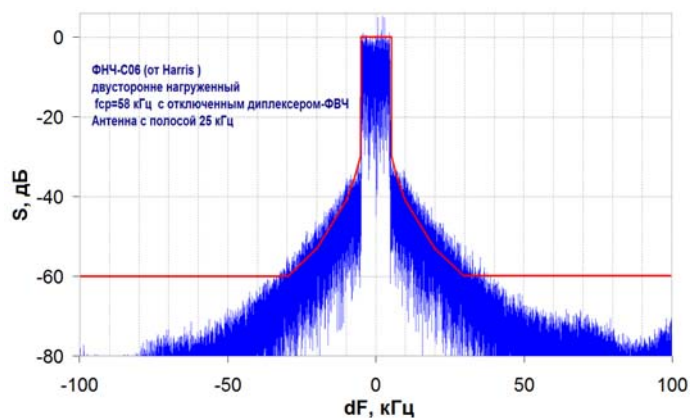


Рисунок 4.9 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) с отключенным ФВЧ-диплексером при работе на антенну с полосой 25кГц. Внеполосные излучения превышают требования ЭМС на 7...8 дБ

На основании проведенного исследования эффективности применения ФВЧ-диплексера можно сделать следующие выводы:

- 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 (смотри рисунок 3.17);

- применение ФВЧ-диплексера в односторонне нагруженном ФНЧ с плавным переходом дает существенно меньший эффект. Так, минимально допустимая полоса пропускания антенны снижается всего в два раза (с 330 кГц до 150 кГц), что соответствует увеличению допустимого КСВ антенны с 1,03 до 1,07 (см. рисунок 3.17).

#### 4.4 Применение передатчика с многофазной ШИМ

Как отмечалось выше, в передатчике с 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 [67]. Так, в передатчиках серии NX производства фирмы NAUTEL [68] используется 9-ти фазная ШИМ, что при физической тактовой частоте ШИМ, равной 300 кГц, требует подавления тактовых частот начиная с 9-ой гармоники, т.е. с частоты 2,7 МГц. Для этого может использоваться простейший ФНЧ 2-го порядка. Первый элемент такого фильтра - продольная индуктивность, обеспечивающая режим, близкий к холостому ходу для напряжения тактовой частоты и её гармоник. Вторым элементом - поперечная ёмкость, обеспечивающая кроме того блокировку цепи питания ВЧ каскада по чётным гармоникам рабочей частоты. В качестве прототипа был выбран односторонне нагруженный ФНЧ Баттерворта 2-го порядка P0220.

Предварительный анализ работы передатчика с таким ФНЧ показал, что его выходной ёмкости недостаточно для блокирования цепи питания ВЧ каскада по четным гармоникам рабочей частоты даже при малой полосе пропускания, когда выходная ёмкость ФНЧ максимальна. В качестве примера на рисунке 4.10 приведена спектрограмма выходного сигнала передатчика с частотой среза ФНЧ, равной 45 кГц.

Для устранения этого недостатка на выходе ФНЧ предлагается установить режектор по схеме, приведенной на рисунке 4.11.

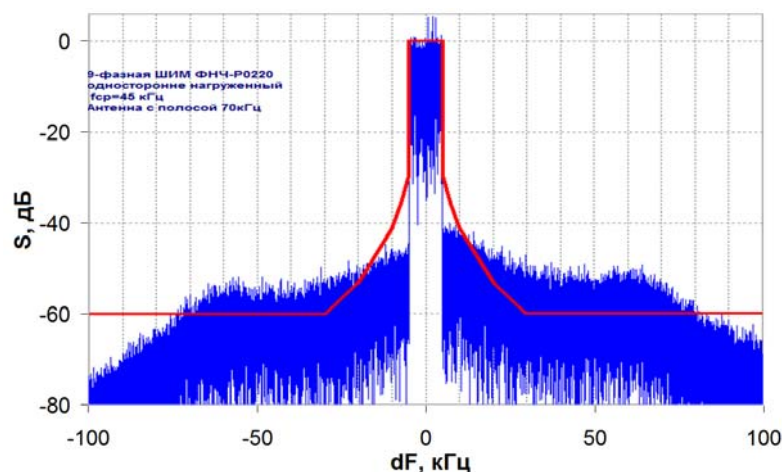


Рисунок 4.10 - Спектр выходного сигнала передатчика при использовании стандартного односторонне нагруженного ФНЧ P0220 с частотой среза ФНЧ равной 45 кГц. Требования ЭМС не выполняются

ФНЧ P0220 Rg=0  
 Fсреза 221.7 кГц,(по уровню  
 -3 дБ);  
 ГВЗ 1 мкс

`.define LPF_band_1 222k`

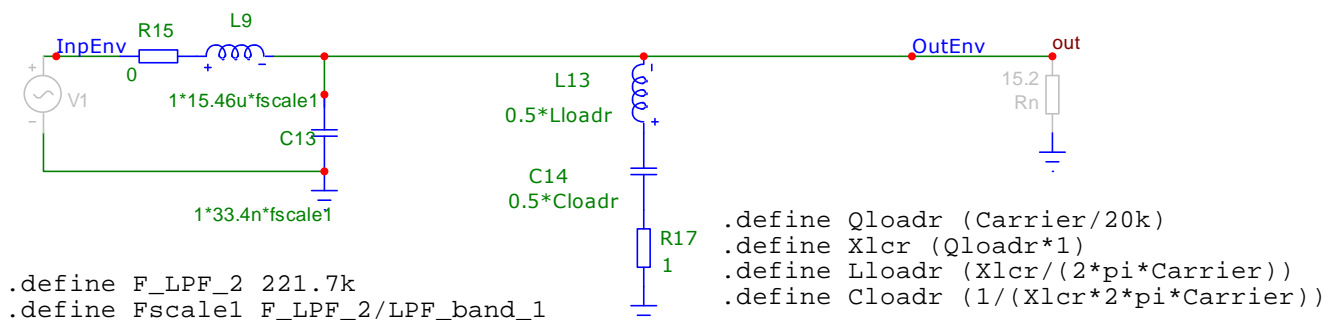


Рисунок 4.11 - Схема односторонне нагруженного ФНЧ типа P0220 с режектором (L13,C14,R17), используемая для анализа внеполосных излучений в передатчике с многофазной ШИМ

Режектор представляет собой последовательный колебательный контур (L13,C14,R17) с добротностью  $Q_p=7,5$ , настроенный на вторую гармонику рабочей частоты.

Невысокая добротность режектора выбрана из соображений технологичности его настройки на требуемую частоту и обеспечения полосы пропускания, соответствующей максимально применяемой полосе DRM сигнала 20 кГц.

На рисунке 4.12 приведены частотные характеристики ФНЧ P0220 с режектором, откуда следует, что подавление частоты 2,7 МГц, соответствующей нижней некомпенсированной 9-ой гармонике тактовой частоты 300 кГц составляет 43 дБ.

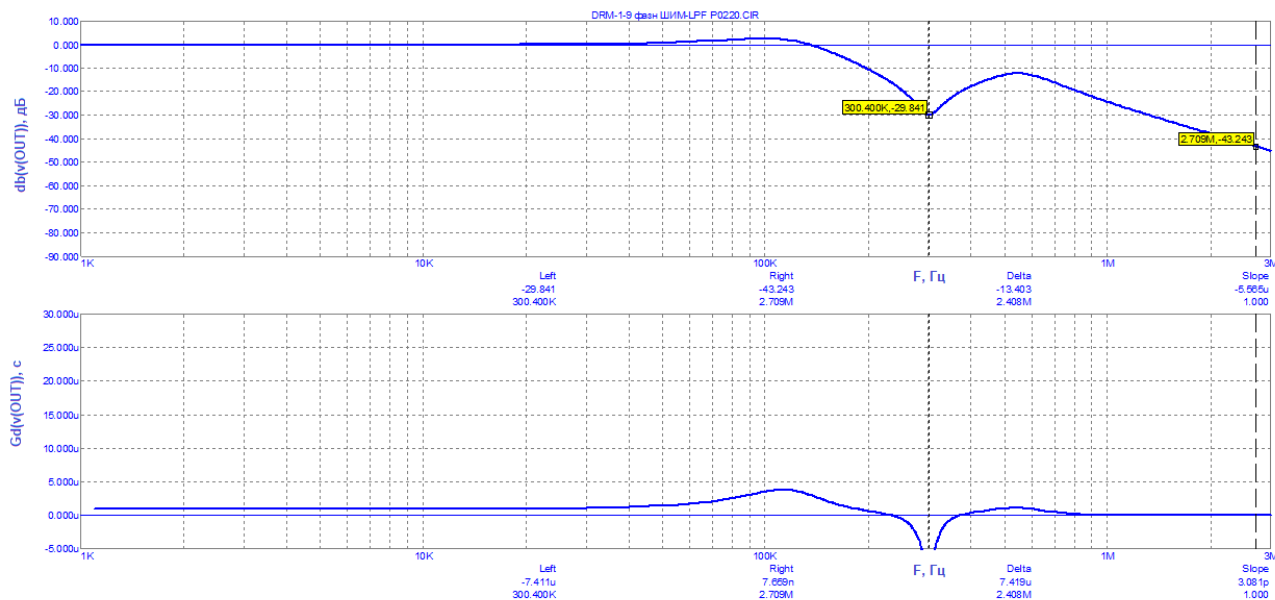


Рисунок 4.12 - АЧХ и ГВЗ односторонне нагруженного ФНЧ типа P0220 с режектором, используемого для анализа внеполосных излучений в передатчике с многофазной ШИМ

С учетом процесса амплитудной модуляции, посредством которой этот продукт тактовой частоты (2,7 МГц) переносится на боковые полосы рабочей частоты, он ослабляется ещё на 6 дБ. Таким образом, на выходе ВЧ тракта (на входе выходной колебательной системы) нежелательные радиокосебания будут иметь уровень порядка -49 дБ.

Дополнительно, пройдя через выходную колебательную систему передатчика, предназначенную для подавления гармоник рабочей частоты, они ослабятся еще как минимум на 50...60 дБ и будут иметь уровень порядка минус 99 - минус 109 дБ, что вполне соответствует требованиям нормативных документов по ЭМС [60]. Кроме того, оценка реактивного сопротивления первой индуктивности предложенного ФНЧ с частотой среза 221 кГц, показывает, что её сопротивление на тактовой частоте ШИМ 300 кГц составляет  $X_L = 29$  Ом, что при номинальной нагрузке модулятора  $R_{н\text{ ном}} = 15,2$  Ом обеспечивает



высокоэффективный режим работы выходного ключевого каскада ШИМ модулятора.

Работа передатчика с многофазной ШИМ и односторонне нагруженным ФНЧ R0220 с режектором в тракте огибающей на узкополосную антенну.

Как показал проведенный анализ, режим работы передатчика в этом случае приближается к режиму работы без ФНЧ, т.е. к режиму генератора напряжения, в котором не возникает искажений, связанных с параметрической нелинейностью нагрузки модулятора. Сужение полосы пропускания антенны приводит лишь к дополнительной фильтрации выходного сигнала передатчика антенной вне полосы её пропускания. При этом минимальная полоса пропускания антенны ограничивается не внеполосными излучениями, а неравномерностью спектра выходного сигнала, повторяющего АЧХ узкополосной антенны. Это подтверждается расчетами спектра выходного сигнала передатчика при полосе пропускания ФНЧ тракта огибающей, равной 221 кГц, для полос пропускания антенны 10 и 5 кГц. Как видно из спектрограмм на рисунках 4.13 и 4.14, даже при столь узкополосных антеннах уровень внеполосных колебаний значительно ниже допустимых. Причем, как и отмечалось выше, при полосе пропускания антенны 5 кГц внеполосные излучения ниже, чем при 10 кГц, однако, неравномерность спектра в полосе сигнала 10 кГц значительно больше.

Проведенные исследования в итоге подтвердили, что чем выше частота среза ФНЧ, тем он «прозрачнее» для проходящего сигнала огибающей, тем меньше номиналы его LC элементов и тем меньше выходной импеданс модулятора и его чувствительность к нелинейно-параметрической нагрузке со стороны цепи питания ВЧ тракта, работающего на узкополосную антенну.

Если выбрать полосу пропускания антенны 25 кГц, при которой не искажается АЧХ спектра в полосе усиливаемого сигнала, как следует из расчетов, минимально допустимой полосой пропускания ФНЧ в этом случае следует считать полосу 175 кГц, что подтверждается спектрограммой на рисунке 4.15.

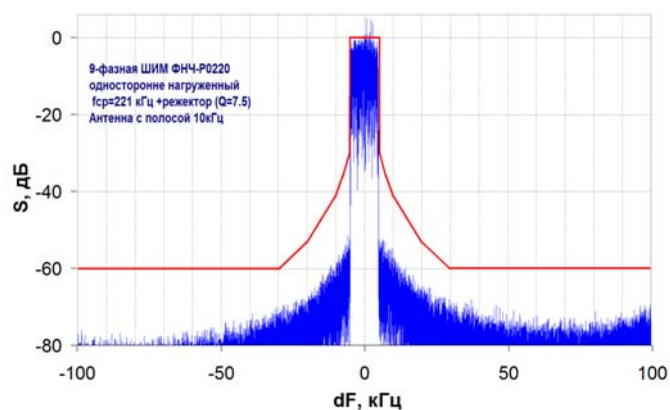


Рисунок 4.13 - Спектр выходного сигнала передатчика с 9-ти фазной ШИМ при использовании односторонне нагруженного ФНЧ R0220 с режектором 2-ой гармоники рабочей частоты на выходе с полосой пропускания 221 кГц (22.1 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой 10 кГц. Внеполосные излучения ниже требований ЭМС на 7...10 дБ

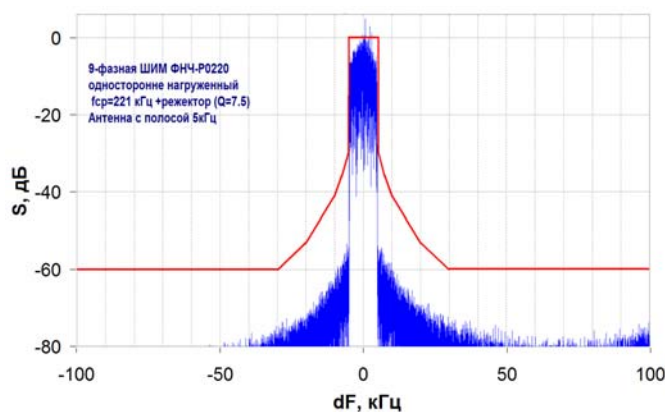


Рисунок 4.14 - Спектр выходного сигнала передатчика с 9-ти фазной ШИМ при использовании односторонне нагруженного ФНЧ R0220 с режектором 2-ой гармоники рабочей частоты на выходе с полосой пропускания 221 кГц (22.1 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой 5 кГц. Внеполосные излучения ниже требований ЭМС на 15...17 дБ

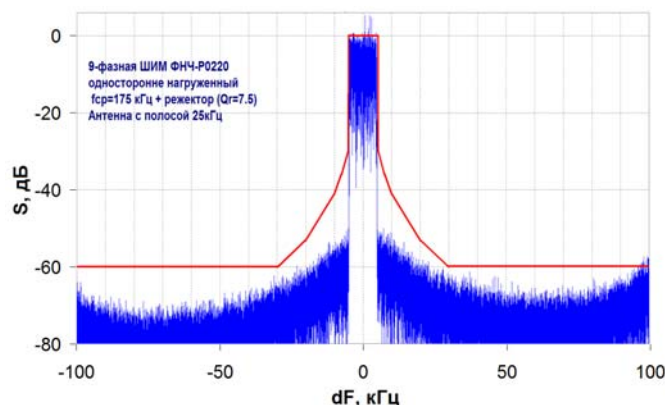


Рисунок 4.15 - Спектр выходного сигнала передатчика с 9-ти фазной ШИМ при использовании односторонне нагруженного ФНЧ R0220 с режектором 2-ой гармоники рабочей частоты на выходе с полосой пропускания 175 кГц (17,5 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой 25 кГц. Внеполосные излучения на уровне требований ЭМС

Наряду с неоспоримыми преимуществами рассмотренный передатчик с многофазной ШИМ и простейшим односторонне нагруженным ФНЧ 2-го порядка с режектором имеет следующие недостатки:

- необходимость применения режектора, настроенного на 2-ю гармонику рабочей частоты в каждой усилительной ячейке, что при десятках однотипных ячеек в мощном передатчике делает подобный передатчик заказным устройством, предназначенным для работы на конкретной рабочей частоте;

- потери мощности в режекторе с добротностью  $Q_p=7,5$ , составляют 4% от выходной мощности усилительной ячейки. Как показал проведенный анализ, передатчик также хорошо работает на узкополосные антенны и при добротности режектора  $Q_p=75$  при потерях мощности всего 0,5%. Однако в этом случае может встать вопрос о долговременной стабильности настройки режекторов.

Рассмотрим теперь работу передатчика с многофазной ШИМ с двусторонне нагруженным ФНЧ Баттерворта 2-го порядка типа P0220.

Работа передатчика с многофазной ШИМ и двусторонне нагруженным ФНЧ Баттерворта 2-го порядка типа P0220 с режектором в модуляционном тракте на узкополосную антенну.

Проектирование двусторонне нагруженного ФНЧ Баттерворта проводилось по методике, изложенной в [62]. Схемотехнически ФНЧ совпадает со схемой, приведенной на рисунке 4.11, за исключением того, что выходная емкость (C13) имеет вдвое больший номинал. АЧХ и ГВЗ полностью совпадают с приведенными на рисунке 4.12. Несмотря на увеличенную вдвое выходную ёмкость ФНЧ, её номинала не хватает для полноценного блокирования цепи питания ВЧ каскада по четным гармоникам, поэтому, при дальнейшем анализе также используется режектор, схема которого приведена на рисунке 4.11 (L13,C14,R17).

Как показал проведенный анализ, использование передатчика с многофазной ШИМ совместно с двусторонне нагруженным ФНЧ P0220 с режектором, блокирующим вторую гармонику рабочей частоты на выходе ФНЧ, проигрывает аналогичному варианту передатчика с односторонне нагруженным

ФНЧ. Здесь обеспечивается работа передатчика на антенну с полосой пропускания не менее 100 кГц при полосе пропускания ФНЧ 221 кГц, что подтверждается спектрограммой на рисунке 4.16.

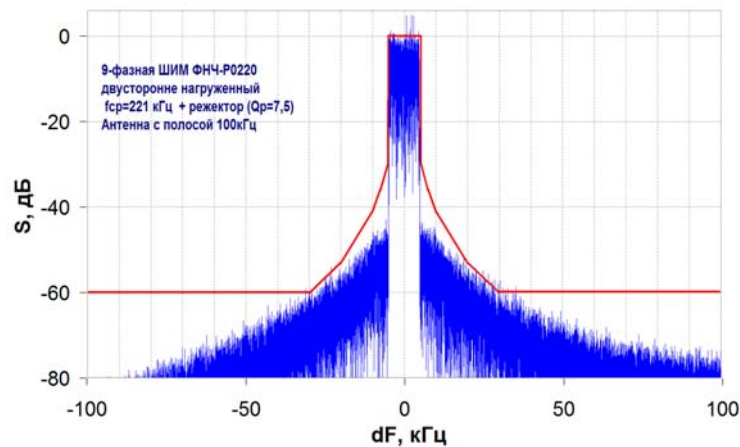


Рисунок 4.16 - Спектр выходного сигнала передатчика с 9-ти фазной ШИМ при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ R0220 с режектором 2-ой гармоники рабочей частоты на выходе с полосой пропускания 221 кГц (22,1 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой 100 кГц. Внеполосные излучения на уровне требований ЭМС

Как показал анализ, при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ резистивное выходное сопротивление тракта огибающей снижает «прозрачность» ФНЧ и увеличивает чувствительность модулятора к нелинейно-параметрической нагрузке со стороны цепи питания ВЧ тракта, работающего на узкополосную антенну. Таким образом, использование двусторонне нагруженного ФНЧ в передатчике с многофазной ШИМ неоправданно, поскольку ведет к увеличению уровня внеполосных колебаний при работе на узкополосную антенну по сравнению с использованием односторонне нагруженного ФНЧ.

#### 4.5 Сравнительный анализ аппаратных методов снижения чувствительности передатчика к полосе пропускания антенны

В настоящем 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. В результате

проведенного анализа определены основные параметры модуляционного НЧ тракта и предельные параметры антенного тракта (полоса пропускания и максимальный КСВ антенны на краях полосы DRM сигнала), при которых обеспечивается работа передатчика с соблюдением требований ЭМС по внеполосным радиоколебаниям. Для каждого из рассмотренных методов проведен анализ при использовании односторонне и двусторонне нагруженных ФНЧ. Результаты проведенных исследований сведены в таблицу 4.1.

Таблица 4.1 – 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
<b>Демпфирующая цепь</b>			
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
<b>ФВЧ-диплексер</b>			
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
<b>Многофазная (9-ти фазная) ШИМ</b>			
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

\*Примечание - КСВ антенны ограничивается только допустимой неравномерностью АЧХ выходного спектра DRM сигнала.

Из анализа и сравнения полученных результатов следует, что при использовании в модуляционном тракте ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом наиболее предпочтительным является применение двусторонне нагруженного фильтра с ФВЧ-диплексером, обеспечивающего работу передатчика на антенну с полосой пропускания 25 кГц, имеющую КСВ=1,47 на краях полосы передаваемого сигнала. При этом рассеиваемая в резисторе диплексера мощность

не превышает 2%, а реактивная мощность в конденсаторе не превышает 9% от мощности выходного сигнала полосой 10 кГц.

Данные потери мощности существенно (более, чем в 3 раза) ниже, чем при применении частотно-расширительной цепи в антенно-фидерном тракте [31, 66], которые для антенны с аналогичной полосой пропускания составят 4,96% в резисторе балластной нагрузки и 1,71% в индуктивности ЧРЦ (при ее добротности, равной 400).

В то же время использование двусторонне нагруженных ФНЧ подразумевает, что выходное сопротивление модулятора должно быть резистивным и равным номинальному сопротивлению нагрузки ФНЧ. Для обеспечения такого режима необходимы специальные схемотехнические решения, обеспечивающие резистивное выходное сопротивление активной части модулятора при сохранении высокого КПД.

Наиболее устойчивым к высокому КСВ антенны на краях полосы усищаемого сигнала мог бы быть передатчик с многофазной ШИМ, например, передатчик серии NX фирмы NAUTEL [68], который изготовитель позиционирует как передатчик системы цифрового радиовещания стандарта HD Radio (и для передачи других цифровых сигналов), при условии установки в ячейки ВЧ тракта режекторов 2-ой гармоники рабочей частоты. Однако, необходимо иметь в виду, что такая мера делает передатчик заказным изделием на фиксированную рабочую частоту.

#### 4.6 Выводы по разделу 4

Проведенный анализ аппаратных методов снижения чувствительности передатчика с отдельным усилением составляющих к КСВ (полосе пропускания) резонансной антенны показал следующее:

- Демпфирующая цепь совместно с двусторонне нагруженным ФНЧ тракта огибающей позволяет снизить требования к КСВ антенны до максимального

значения 1,22. При этом допустимая полоса пропускания антенны может быть снижена до пяти полос сигнала.

- 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. 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.

- 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. Ограничения на полосу пропускания антенны и ее КСВ обусловлены только неравномерностью АЧХ антенны в полосе передаваемого сигнала. 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.

- 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.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертация является научно-квалификационной работой, содержащей новое решение актуальной научной задачи синтеза структур модуляционного тракта передатчиков систем радиосвязи и радиовещания с отдельным усилением составляющих, обеспечивающих расширение пределов допустимого рассогласования узкополосной антенны, имеющей существенное значение для теории и практики проектирования и эксплуатации высокоэффективных радиопередающих устройств различного назначения.

В процессе проведенных исследований получены следующие основные 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 верхнем участке 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 усиливаемого 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.

Таким образом, цель диссертационного исследования достигнута.

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

Разработанные 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 СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АФУ	антенно-фидерное устройство
АЧХ	амплитудно-частотная характеристика
ВЧ	высокие частоты
ГВЗ	групповое время запаздывания
ДВ	длинные волны
ИСМ	импульсно-ступенчатая модуляция
КВ	короткие волны
КПД	коэффициент полезного действия
КСВ	коэффициент стоячей волны
НЧ	низкие частоты
ОК	оконечный каскад
ПСТС	передатчик современных телекоммуникационных сигналов
СВ	средние волны
ССПС	системы сотовой подвижной связи
СЧ	средние частоты
УМ	усилитель мощности
ФВЧ	фильтр верхних частот
ФМ	фазовая модуляция
ФНЧ	фильтр низкой частоты
ФЧХ	фазо-частотная характеристика
ЧРЦ	частотно-расширительная цепь
ШИМ	широотно-импульсная модуляция
ЭМС	электромагнитная совместимость
ADS	Advanced Design System - система автоматизированного проектирования компании Keysight
АМ/АМ	Амплитудная характеристика
АМ/РМ	Фазо-амплитудная характеристика
CDF	Cumulative Distribution Function - функция кумулятивного

энергетического распределения

DRM	Digital Radio Mondiale – всемирное цифровое радио
EER	Envelope Elimination and Restoration - метод отдельного усиления
MWO	программа анализа Microwave office
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональное мультиплексирование с частотным разделением
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio - коэффициент стоячей волны

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме / В. Б. Козырев, В. Г. Лаврушенков, В. П. Леонов [и др.] ; под ред. И. А. Попова. – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.
2. Varlamov, O. V. High Efficiency Power Amplifier for IoT Applications: RF Path / O. V. Varlamov, V. N. Gromorushkin. – DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078651. // В сборнике: 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – Moscow, Russia, 2020. – P. 1-5.
3. Grebennikov, A. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers / A. Grebennikov, M.J. Franco. – London, England: Academic Press, 2021. – 828 p. – ISBN 978-0-12-821448-0
4. Chireix H. High power outphasing modulation / H. Chireix. // Proceedings of the IRE. – 1935. - №23. – P. 1370–1392
5. Kahn, L. R. Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration / L. R. Kahn. – DOI: 10.1109/JRPROC.1952.273844. // In Proceedings of the IRE. - July 1952. - Vol. 40, no. 7. - P. 803-806.
6. 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.
7. 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.
8. Варламов, О. В. Построение мощных широкополосных усилителей постоянного тока модуляционного тракта передатчиков с отдельным усилением составляющих / О. В. Варламов. – DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – Т. 16, № 11. – С. 4-14.

9. Варламов, О. В. Максимальная мощность коммутируемого р-і-п диодами антенно-согласующего устройства диапазона ВЧ при рассогласовании нагрузки / О. В. Варламов. – DOI: : 10.36724/2072-8735-2020-14-10-26-32. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2020. – Т. 14, № 10. – С. 26-32.

10. Varlamov, O. V. Power Capacity of HF Automatic Antenna Tuner Switched by PIN Diodes under Load Mismatch Conditions / O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166046. // В сборнике: 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – Svetlogorsk, Russia, 2020. – P. 1-5.

11. Varlamov, O. V. Class D Switching Power Amplifier with a Filter under Load Mismatch Conditions / O. V. Varlamov, V. N. Gromorushkin. – DOI: 10.1109/WECONF48837.2020.9131508. // В сборнике: 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). - Saint-Petersburg, Russia, 2020. - P. 1-6.

12. Gromorushkin, V. N. Experimental Studies of the Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Broadband Unmatched Load / V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488387. // В сборнике: 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – 2021. – P. 1-4.

13. Operation problems of the EER transmitter with narrowband antenna / V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, A. V. Dolgopyatova, A. A. Voronkov // В сборнике: 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019. – 2019. – С. 8706736.

14. Varlamov, O. V. Experimental Studies of Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Narrow-band Matched Load / O. V. Varlamov, A. Grebennikov. // В сборнике: 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – 2022. – Т. 5, № 1. – С. 382-385.

15. Varlamov, O. V. Frequency extension circuit for EER transmitters operating with electrically short antennas / O. V. Varlamov, E. P. Stroganova. – DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350577. // В сборнике: 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. - Moscow, 2018. - P. 1-5.

16. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave / F. H. Raab, P. M. Asbeck, S.C. Cripps [et al.]. – DOI: 10.1109/22.989965. - IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. - March 2002. - Т. 50, № 3. – С. 814-826.

17. 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.

18. 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.

19. 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.

20. 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.

21. 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.

22. 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; опубл. 15.11.2023. – 1 с.

23. Нгуен, Д. К. Имитационная модель для исследования работы ключевых ВЧ-усилителей мощности с отдельным 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.

24. 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.

25. Варламов, О. В. Использование необыкновенной волны для цифрового радиовещания DRM зенитным излучением / О. В. Варламов. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – №1. – С. 32-38.

26. Варламов, О. В. Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний / О. В. Варламов. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2018. – Т. 12, № 11. – С. 4-20.

27. Varlamov, O. V. Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests / O. V. Varlamov // В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018. – 2018. – С. 8456925.

28. Varlamov, O. V. Public digital broadcasting network organization in the range of long waves / O. V. Varlamov // Synchroninfo Journal. – 2018. – Т. 4, № 6. – С. 2-5.

29. Варламов, О. В. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации: специальность: 05.12.04: диссертация

на соискание ученой степени доктора технических наук / Варламов Олег Витальевич; Московский технический университет связи и информатики. – Москва, 2017. – 350 с.

30. Варламов, О. В. Соотношение мощностей аналогового и цифрового сигналов при DRM радиовещании в режиме Simulcast / О. В. Варламов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Т. 10, № 12. – С. 81-84.

31. Варламов, О. В. Расширение полосы согласования передающих вещательных антенных систем диапазона ДВ для работы в режиме DRM / О. В. Варламов, В. Д. Горегляд. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2013. – Т. 7, № 1. – С. 18-22.

32. Huber, J. DRM on MF and LF, coverage and technical requirements / J. Huber // EBU-DRM Conference. Geneva, 26 Nov 2009. - URL: [https://tech.ebu.ch/docs/events/drm09/presentations/ebu\\_drm09\\_huber.pdf](https://tech.ebu.ch/docs/events/drm09/presentations/ebu_drm09_huber.pdf) (date accessed: 20.11.2021).

33. Supply-terminal 40 MHz BW characterization of impedance-like nonlinear functions for envelope tracking PAs / G. P. Gibiino, J. Couvidat, G. Avolio [et al.]. - DOI: 10.1109/ARFTG.2016.7501958. // В сборнике: 2016 87th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG). - San Francisco, CA, USA, May 2016. – С. 1-4.

34. Optimizing Linearity of Envelope Tracking Power Amplifier Using Baseband Linearization Approach / P. Chen, A. Alt, J. Moreno Rubio [et al.]. – DOI: 10.1109/INMMiC46721.2020.9160347. // В сборнике: 2020 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMiC). - Cardiff, UK, July 2020. – С. 1-3.

35. Hunter, Ian C. Theory and Design of Microwave Filters / Ian C. Hunter. Institution of Electrical Engineers. - Stevenage, UK, 2001.

36. Cox, D. Linear Amplification with Nonlinear Components / D. Cox. – DOI: 10.1109/TCOM.1974.1092141. // In IEEE Transactions on Communications. - December 1974. - Vol. 22, no. 12. - P. 1942-1945.

37. Varlamov, O. V. Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation / O. V. Varlamov, I. V. Chugunov. - DOI:



10.1109/SINKHROINFO.2017.7997508. // В сборнике: 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO). - Kazan, 2017. – P. 1-3.

38. Filimonov, N. Efficient modulation of RF signals / N. Filimonov, O. Varlamov, G. Itkin. // Патент на изобретение EP 1450479 B1. Заявка № EP20030003830 от 20.02.2003.

39. Filinomov, N. Power amplifier circuit for amplifying RF-signals / N. Filimonov, O. Varlamov. // Патент на изобретение EP 1229642 B1. Заявка № EP20010102249 от 31.01.2001.

40. Варламов, О. В. Международная сеть DRM вещания для создания информационного поля в Арктике / О. В. Варламов, В. О. Варламов, А. В. Долгопятова. – DOI: 10.24411/2072-8735-2018-10304. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2019. – Т. 13, № 9. – С. 9-16.

41. Альнамер, З. Архитектура умного дома интернет вещей / З. Альнамер. – DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-8-58-61. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. – Т. 15, № 8. – С. 58-61.

42. Реализация технологии IoT для мониторинга данных через облачный сервис / В. М. Антонова, Е. Е. Маликова, А. Е. Панов [и др.]. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. – Т. 15, № 2. – С. 46-53.

43. Применение протокола ZigBee для организации системы "Умный дом" для пожилых людей / М. С. Степанов, Л. С. Поскотин, Д. В. Шишкин [и др.]. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. – Т. 15, № 10. – С. 64-70.

44. Специфика реализаций комплексов управления на базе технологии LoRaWAN / В. Г. Довбня, С. Н. Фролов, К. П. Сулима, А. Н. Щитов. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2020. – Т. 14, № 9. – С. 24-30.

45. Исследование технологии расширения спектра и её применение в системах передачи данных по цепям электропитания / Э. М. Дмитриев, Е. В. Рогожников, А. К. Мовчан [и др.]. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2020. – Т. 14, № 10. – С. 45-52.

46. Рогожников, Е. В. Полнодуплексная система передачи данных по цепям питания. Аналоговая компенсация, концепция построения и проблемы организации / Е. В. Рогожников, Э. М. Дмитриев, Р. Р. Абенов. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2019. – Т. 13, № 8. – С. 21-27.

47. Сарьян, В. К. Цифровая система индивидуализированного управления спасением людей в чрезвычайных ситуациях: правовые аспекты / В. К. Сарьян, А. П. Назаренко, А. И. Фролов. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2020. – Т. 14, № 11. – С. 33-38.

48. Данешманд, Б. М. Сравнительный анализ концепции создания и развития сетей 5G/IMT-2020 в России, Китае, США и Европе / Б. М. Данешманд. – DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-6-20-32. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. – Т. 15, № 6. – С. 20-32.

49. Бакулин, М. Г. Проблема повышения спектральной эффективности и емкости в перспективных системах связи 6G / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин. – DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-2-25-31. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2020. – Т. 14, № 2. – С. 25-31.

50. Крейнделин, В. Б. Повышение помехоустойчивости системы связи ММО с пространственным мультиплексированием методом додетекторного сложения / В. Б. Крейнделин, М. Ю. Старовойтов. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2017. – Т. 11, № 4. – С. 4-13.

51. Бакулин, М. Г. Применение технологии ММО в современных системах беспроводной связи разных поколений / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, Д. Ю. Панкратов. – DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-4-4-12. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. – Т. 15, № 4. – С. 4-12.

52. Varlamov, O. Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters / O. Varlamov. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – Т. 8, № 2. – С. 59-60.

53. Atanasov, A. N. Reverse Intermodulation in Multi-Tone Array Transmitters / A. N. Atanasov, M. S. Oude Alink, F. E. van Vliet. – DOI: 10.1109/BCICTS48439.2020.9392972. // 2020 IEEE BiCMOS and Compound

Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS). – 2020. - P. 1-4.

54. Varlamov, O. V. Theoretical Approach to Calculating Reverse Intermodulation Distortion in Voltage Mode Class D RF Power Amplifiers / O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744320. // В сборнике: 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – 2022. – P. 1-6.

55. Varlamov, O. V. Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path / O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/EMCTECH53459.2021.9619166. // В сборнике: 2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH). – 2021. – P. 1-5.

56. Bolotov, A. O. EER power amplifier modulator efficiency improvement using PWM with additional sigma-delta modulation / A. O. Bolotov, R. G. Kholyukov, O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456955. // В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – Minsk, 2018. – P. 1-4.

57. Горгадзе, С. Ф. Теория гармонического баланса для схемотехнического проектирования / С. Ф. Горгадзе, А. А. Максимов. // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. – 2020. – Т. 14, № 11. – С. 21-32.

58. Разевиг, В. Д. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7 / В. Д. Разевиг. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 368 с. : ил.

59. Альбом схем передатчика DAX фирмы Harris. – URL: <http://www.broadcastengineering.info/download/file.php?id=550&sid=07638ff6e2d0e62d7925187ca73f8d30> (date accessed: 06.07.2022).

60. ETSI EN 302 245 V2.1.1 (2018-06) Transmitting equipment for the Digital Radio Mondiale (DRM) sound broadcasting service; Harmonised Standard for access to radio spectrum.

61. Nautel J1000 1,000 Watt AM Broadcast Transmitter. Repair Manual. Issue 5.0, 10 May 2016. – URL: <https://www.manualslib.com/download/1279856/Nautel-J1000.html> (дата обращения: 08.01.2023).
62. Зааль, Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. / Р. Зааль. - М.: Радио и связь, 1983. – 752 с., ил.
63. Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг, С. П. Белоусов, Э. М. Журбенко [и др.]. – Москва, 1985. – 536 с.
64. Варламов, О. В. Разработка алгоритма и программных средств проектирования антенно-согласующих цепей цифровых радиовещательных передатчиков стандарта DRM / О. В. Варламов. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2013. – Т. 7, № 2. – С. 47-50.
65. Varlamov, O. V. Frequency extension circuit for EER transmitters operating with electrically short antennas / O. V. Varlamov, E. P. Stroganova. // В сборнике: 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – 2018. – С. 8350577.
66. Варламов, О. В. Расчет частотно-расширительной цепи для DRM передатчиков диапазонов ДВ и СВ / О. В. Варламов, И. В. Чугунов. // Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2016611512, выдано 04 февраля 2016. Заявка № 2015662331 от 15.12.2015.
67. Varlamov, O. V. Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path / O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/EMCTECH53459.2021.9619166. // В сборнике: 2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2021 – Proceedings. – 2021. – С. 9619166.
68. Brian, W. Easing the transition to AM IBOC / W. Brian. - 21 April 2009. – URL: [https://support.nautel.com/content/user\\_files/sites/2/2018/07/NAB2009-Easing-the-Transition-to-AM-IBOC-Brian-Walker.pdf](https://support.nautel.com/content/user_files/sites/2/2018/07/NAB2009-Easing-the-Transition-to-AM-IBOC-Brian-Walker.pdf) (дата обращения: 08.03.2023).

## Акт о внедрении результатов диссертационной работы

<b>МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ</b>		<b>MINISTRY OF DIGITAL DEVELOPMENT, COMMUNICATIONS AND MASS MEDIA OF THE RUSSIAN FEDERATION</b>
Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования		<b>MOSCOW TECHNICAL UNIVERSITY OF COMMUNICATIONS AND INFORMATICS (MTUCI)</b>
<b>«МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ» (МТУСИ)</b>		
ул. Авиамоторная, д. 8а, Москва, 111024, www.mtuci.ru; mtuci.pф; e-mail: kanc@mtuci.ru Телефон (495) 957-77-31; факс (495) 957-77-36		
ОГРН 1027700117191; ИНН/КПП 7722000820/772201001; ОКПО 01179952; ОКВЭД 85.22, 46.19, 58.19, 61.10, 68.32, 72.19, 85.21, 85.23, 85.42.9, 71.20, 33.13, 26.60 ; ОКТМО 45388000		
<b>УТВЕРЖДАЮ</b>		
На № <u>18. 12. 2023</u> от <u>№ 3641/Од-17</u>	Проректор МТУСИ по научной работе д.т.н., проф. Леохин Ю.Л.	
<b>АКТ</b>		
об использовании результатов диссертационной работы Нгуен Данг Кань		
«Исследование модуляционного тракта радиопередатчиков диапазона ВЧ с раздельным усилением составляющих при работе на узкополосную антенну», представленной на соискание ученой степени кандидате технических наук		
Комиссия в составе: председатель - Пестряков А.В., д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Радиооборудование и схемотехника», члены Поборчая Н.Е., д.т.н., доц., профессор кафедры "Общая теория связи" и Долгопятова А.В., м.н.с. НИО "Отдел организации научной работы и публикационной активности", составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы:		
- анализ обусловленных модуляционным трактом причин возникновения дополнительных искажений спектра выходного сигнала передатчиков с раздельным усилением составляющих при работе на узкополосные антенны;		
- имитационная модель для исследования спектра выходного сигнала ключевых ВЧ передатчиков с раздельным усилением составляющих при работе на узкополосные антенны для различных конфигураций модуляционного тракта, использующая фрагмент реального сигнала;		
- 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;		
- анализ известных и предложенных решений по расширению пределов допустимого рассогласования узкополосной антенны, показавший, что использование предложенного ФВЧ-дуплексера 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,		
использованы в отчете о НИР "Прикладные научные исследования в области создания и развития сетей связи нового поколения, развития телекоммуникационных технологий, включая перспективные технологии цифрового телерадиовещания, с применением методов искусственного интеллекта и с возможностью использования полученных результатов при подготовке отраслевых кадров для цифровой экономики" (Промежуточный, I этап, 2022), Рег.№ НИОКТР 122051100038-3.		
Председатель комиссии: Члены комиссии:		Пестряков А.В. Поборчая Н.Е. Долгопятова А.В.

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023684480

**Программа расчета ФВЧ-диплексера на выходе  
фильтра тракта огибающей для передатчиков DRM**

Правообладатель: *Ордена Трудового Красного Знамени  
федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Московский технический университет связи и  
информатики» (RU)*

Авторы: *Варламов Олег Витальевич (RU), Нгуен Данг Кань  
(VN)*

Заявка № 2023683578

Дата поступления 03 ноября 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 15 ноября 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью  
Сертификат 429056034336231640e196983b73b4aa7  
Владими Зубов Юлий Сергеевич  
Действителен с 19.11.2023 по 02.08.2024

Ю. С. Зубов