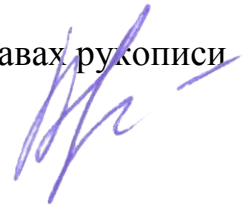


На правах рукописи



Абраменко Александр Юрьевич

**УСТРОЙСТВО ФОРМИРОВАНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ  
РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГОРИТМА  
ОПТИМАЛЬНОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ**

*Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и  
устройства телевидения*

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Томск – 2014

Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (ТУСУР).

**Научный руководитель:** **Гошин Геннадий Георгиевич**  
доктор физико-математических наук,  
профессор, ТУСУР, г. Томск

**Официальные оппоненты:** **Майстренко Василий Андреевич**  
доктор технических наук, профессор, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Омский государственный технический университет», г. Омск

**Заревич Антон Иванович**  
кандидат технических наук, доцент, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет», г. Томск


**Ведущая организация:** Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Сибирский федеральный университет», г. Красноярск

Защита диссертации состоится «26» декабря 2014 г. в 9 часов на заседании диссертационного совета Д212.268.01 при Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники по адресу:  
г. Томск, пр. Ленина, 40, ауд. 201.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники по адресу: г. Томск, ул. Красноармейская, д. 146, и на сайте Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники <http://www.tusur.ru/ru/science/news/diss.html>

Автореферат разослан «\_\_\_\_\_» ноября 2014г.

Учёный секретарь диссертационного совета Д212.268.01, доктор физико-математических наук

 А. Е. Мандель

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность темы.** В настоящее время в России идет активное внедрение сетей 4-го поколения мобильной связи (технология LTE) и систем цифрового телевидения (технология DVB-T2), развитие систем глобального позиционирования (технология ГЛОНАСС), широко используются мобильные сети 2-го и 3-го поколения (технологии GSM и 3G), системы беспроводной передачи информации в локальных сетях (технология WLAN) и другие. Приёмопередающие устройства каждой системы проходят циклы разработки, производства и эксплуатации, и на каждом этапе необходимо контролировать множество параметров. Для этого создаются специализированные измерительные устройства. Лидерами в производстве подобных устройств выступают зарубежные компании, такие как Keysight Technologies, Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG. К подобным устройствам относится генератор векторных сигналов – универсальный прибор, предназначенный для формирования точных и искажённых узкополосных радиосигналов. Отечественные аналоги такого устройства отсутствуют или не обладают необходимыми функциональными возможностями, что подтверждает актуальность разработки импортозамещающей продукции.

Из анализа литературных источников следует, что наилучшей с точки зрения стоимости и реализации является система формирования узкополосных радиосигналов на высоких частотах с использованием квадратурных схем преобразования частоты. Одна из проблем, решаемых при разработке такой системы, заключается в формировании модулирующих сигналов с заданной частотой дискретизации. Актуальным направлением исследования в этой области является использование цифровых методов для формирования модулирующих сигналов с заданной частотой дискретизации и последующим её повышением (интерполяцией) до используемой в устройстве преобразования цифрового сигнала в аналоговый. Существует значительное количество работ, посвящённых методам повышения частоты дискретизации, среди которых следует выделить алгоритм оптимальной интерполяции, обладающий высоким уровнем подавления сигнала в полосе запираания. В тоже время, отсутствуют работы, посвящённые применению алгоритма оптимальной интерполяции в системах изменения частоты дискретизации в реальном масштабе времени, а также его реализации на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС).

При формировании узкополосных радиосигналов наличие амплитудного и фазового рассогласований в квадратурном модуляторе приводит к искажению сигнала. Для коррекции искажений используются алгоритмы цифровой обработки сигналов в передающем устройстве и специальные методы измерения величин рассогласования амплитуды и фазы. Существующие методы или сложны, или не обладают необходимой точностью, или требуют проведения слишком многих измерений.

Анализ имеющихся публикаций позволяет заключить, что разработка устройства формирования узкополосных радиосигналов на основе алгоритма оптимальной интерполяции и создание методов измерения и коррекции величин рассогласования амплитуды и фазы в квадратурном модуляторе являются актуальными научными и техническими задачами.

**Цель диссертации.** Разработка и исследование устройства формирования узкополосных радиосигналов с низким уровнем искажений в квадратурном модуляторе, с использованием генератора модулирующих сигналов заданной частоты дискретизации, выполненного на основе алгоритма оптимальной интерполяции.

**Задачи исследования.** Поставленная цель достигается путём решения следующих задач:

1. Анализ принципов работы и методов функционирования устройств формирования узкополосных радиосигналов с низким уровнем искажений в квадратурном модуляторе.
2. Создание и исследование системы изменения частоты дискретизации с использованием алгоритма оптимальной интерполяции.
3. Разработка и создание универсального генератора модулирующих сигналов на основе системы изменения частоты дискретизации.
4. Определение степени влияния множителя интерполяции на параметры формируемых сигналов.
5. Разработка способа расширения полосы формируемого сигнала, основанного на применении полифазного разложения к системе изменения частоты дискретизации.
6. Создание и экспериментальное подтверждение работоспособности метода измерения и коррекции величин рассогласования амплитуды и фазы в квадратурном модуляторе.

**Методы исследования.** Для решения поставленных в работе задач применялись методы теории формирования радиосигналов, матричной алгебры, вычислительной математики, теории вероятности и математической статистики, методы математического моделирования и специализированных систем автоматического проектирования, цифровой обработки сигналов и экспериментальные исследования.

**Научная новизна работы.**

1. Предложена оригинальная структурная схема системы повышения частоты дискретизации, отличающаяся использованием алгоритма оптимальной интерполяции, возможностью выбора рационального множителя повышения частоты дискретизации, высоким уровнем подавления лишних копий сигнала и низкими требованиями к вычислительным ресурсам. Описаны принципы её работы.

2. Показано, что предложенная система повышения частоты дискретизации может быть использована для реализации устройств формирования сигналов,

частота дискретизации которых изменяется в широком диапазоне частот с шагом, недостижимым для классических решений повышения частоты дискретизации сигналов в рациональное число раз.

3. Представлено ранее не рассматриваемое применение полифазного разложения к системе повышения частоты дискретизации с использованием алгоритмов полиномиальной интерполяции.

4. Разработан новый метод измерения и коррекции рассогласования амплитуды и фазы в квадратурном модуляторе, отличающийся высокой точностью и скоростью проведения измерений. Выполнен его анализ, описана стратегия выбора алгоритма проведения измерений величин рассогласования амплитуды и фазы в квадратурном модуляторе.

**Теоретическая значимость работы.** Полученные в диссертации результаты расширяют границы применимости теории формирования сигналов, заключающиеся в описании новых способов формирования сигналов с заданной частотой дискретизации на основе алгоритма оптимальной интерполяции, исследовании влияния глубины квантования коэффициентов интерполяционного фильтра, описании принципов функционирования системы повышения частоты дискретизации. А также в новом методе измерения величин рассогласования амплитуды и фазы в квадратурном модуляторе, позволяющем улучшить характеристики устройства формирования радиосигналов.

**Практическая ценность работы.**

1. С использованием предложенной системы повышения частоты дискретизации создано универсальное устройство формирования модулирующих сигналов с изменяемой частотой дискретизации для использования в составе генератора векторных сигналов, разрабатываемого в ЗАО «НПФ «Микран».

2. Созданная система повышения частоты дискретизации может быть использована при разработке передающих устройств, базовых станций и программно-определяемых радиосистем для формирования сигналов с заданной частотой дискретизации или устройств с динамическим изменением скорости передачи данных.

3. Предложена реализация накопителей с коррекцией ошибок, позволяющая разработать синтезатор прямого цифрового синтеза с нулевой абсолютной погрешностью установки частоты относительно опорного сигнала, а также делитель частоты с нулевой погрешностью для использования в системе фазовой автоподстройки частоты.

4. Разработанные методы измерения и коррекции рассогласований амплитуды и фазы в квадратурном модуляторе позволяют автоматизировать процесс калибровки передающих устройств, уменьшить время её выполнения и увеличить точность.

**Достоверность полученных результатов.** Достоверность созданной системы повышения частоты дискретизации подтверждается разработанным универсальным генератором модулирующих сигналов, его применением в составе

генератора векторных сигналов и измерительного комплекса для анализа нелинейных искажений. Достоверность предложенного метода измерения и коррекции рассогласований амплитуды и фазы в квадратурном модуляторе подтверждается успешным применением его для коррекции искажений в устройстве формирования узкополосных радиосигналов во время экспериментальных исследований.

**Апробация результатов.** Основные результаты диссертационной работы представлены на VIII Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (г. Томск, 2012); Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР» (г. Томск, 2013); 14<sup>th</sup> International conference and seminar of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (г. Новосибирск, EDM – 2013).

**Реализация и внедрение результатов работы.** Разработанный блок формирования модулирующих сигналов, а также методы измерения и коррекции искажений в квадратурном модуляторе использованы при разработке генератора векторных сигналов Г7М-06 в ЗАО «НПФ «Микран».

**Основные положения, выносимые на защиту.**

1. Предложенная система повышения частоты дискретизации использует меньшее число вычислительных ресурсов по сравнению с широко применяемыми решениями, основанными на расширении частоты дискретизации с последующей фильтрацией, при условиях одинакового подавления в полосе заграждения, неравномерности коэффициента передачи в полосе пропускания и множителе интерполяции более четырёх. Экономия вычислительных ресурсов по сравнению с фильтрами нижних частот с короткой импульсной характеристикой составляет 1,37 раз для множителя интерполяции, равного 4, и 171 раз для множителя интерполяции, равного 500.

2. Устройство формирования сигналов с требуемой частотой дискретизации, выполненное на основе предложенной системы интерполяции с рациональным множителем, обеспечивает возможность установки частоты дискретизации с шагом, недостижимым для классических систем, комбинирующих интерполяцию с прореживанием в целое число раз и использующих те же вычислительные ресурсы, что и предложенная система.

3. Применение предложенного метода коррекции искажений в квадратурном модуляторе позволяет сократить число измерений уровня нежелательной боковой полосы до двенадцати при величинах рассогласования амплитуды и фазы в пределах  $\pm 1$  дБ и  $\pm 5$  градусов. Количество измерений уровня нежелательной боковой полосы сокращается более чем в 40 раз по сравнению с существующими решениями, использующими итерационные методы, при абсолютной погрешности измерений величин рассогласования амплитуды и фазы менее 0,01 дБ и 0,05 град.

**Публикации.** По результатам проведенных исследований опубликовано 8 работ, в том числе 4 публикации в журналах из перечня ВАК, 2 публикации в сборниках международных конференций, из них 1 публикация индексируется в SCOPUS, 1 патент РФ на изобретение.

**Личный вклад автора.** Диссертация является итогом исследований автора, проводившихся совместно с сотрудниками ЗАО «НПФ «Микран» и ТУСУР. Все приведённые алгоритмы и методы разработаны лично автором. Опытные образцы устройств и программное обеспечение всех уровней разработано либо лично автором, либо с его непосредственным участием. Часть статей по теме диссертации написана без соавторов.

**Структура и объем диссертации.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и приложений. Объем работы составляет 112 страниц машинописного текста, включая 67 рисунков и таблиц, а также список литературы из 81 наименования.

## **КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ**

Во **введении** дано обоснование актуальности темы диссертационной работы, определены цель и задачи исследования, приведены методы исследования, показаны научная новизна, теоретическая и практическая ценность работы, достоверность полученных результатов, изложены положения, выносимые на защиту, сведения об апробации результатов, личном вкладе автора, структуре и объеме диссертации.

В **первой главе** проведен анализ проблем разработки и создания узкополосных радиосигналов. Существует множество способов формирования узкополосных радиосигналов на высоких и сверхвысоких частотах. В большинстве из них лежит принцип, позволяющий представить узкополосный сигнал как линейную комбинацию двух составляющих:

$$s(t) = I(t)\cos(\omega_0 t) + Q(t)\sin(\omega_0 t), \quad (1)$$

где  $I(t)$  и  $Q(t)$  – синфазная и квадратурная составляющие узкополосного сигнала;  $\cos(\omega_0 t)$  и  $\sin(\omega_0 t)$  – сигнатура и квадратура несущего сигнала.

Формула (1) описывает узкополосный сигнал независимо от вида модуляции и реализуется в передающих устройствах с использованием квадратурных схем преобразования частоты. Для формирования синфазной и квадратурной составляющих сигнала используется генератор модулирующих сигналов. Отличительной особенностью таких устройств, входящих в состав генератора векторных сигналов, является возможность изменения частоты дискретизации по требованию пользователя. При использовании методов цифровой обработки сигналов задача сводится к формированию цифрового сигнала с заданной частотой дискретизации с последующим её повышением до частоты, используемой в цифро-аналоговом преобразователе. Для операции повышения частоты

дискретизации (интерполяции) необходимо использовать рациональный множитель, что возможно при использовании алгоритмов полиномиальной интерполяции, в которых сигнал описывается в виде полинома

$$y(x) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n x^n, \quad (2)$$

где  $N$  – порядок полинома;  $a_n$  – коэффициенты полинома;  $x$  – моменты времени, в которые находятся решения полинома.

При выборе алгоритма, используемого для реализации интерполяционного фильтра, руководствуются двумя критериями: неравномерность коэффициента передачи в полосе пропускания и уровень подавления лишних копий сигнала в полосе заграждения. В работе Olli Niemitalo приведён алгоритм оптимальной интерполяции, обладающий уровнем подавления сигнала в полосе заграждения более 111,4 дБ при использовании полинома пятого порядка по шести точкам. Для сравнения при интерполяции полиномом Лагранжа того же порядка обеспечивается подавление лишь на 35,2 дБ.

Другая проблема, возникающая при разработке устройства формирования узкополосных радиосигналов с использованием квадратурного модулятора, заключается в измерении и коррекции искажений в нём. Основными причинами искажений сигнала являются наличие рассогласования амплитуды и фазы как в квадратурном модуляторе, так и в тракте модулирующих сигналов, а также постоянного смещения в составе синфазной и квадратурной составляющих. Описано много методов измерения и коррекции искажений в квадратурном модуляторе, включающих итерационные алгоритмы определения величин рассогласования амплитуды и фазы путем анализа уровня подавления нежелательной боковой полосы при формировании сигнала с одной боковой полосой, а также использование активной декартовой обратной связи и методов, основанных на математическом анализе сигналов специальной формы. Все существующие методы либо не обладают достаточной точностью, либо имеют низкую скорость работы, заключающуюся в необходимости проведения большого числа измерений, либо сложны при реализации.

Во **второй главе** рассмотрено применение оптимальной интерполяции полиномом пятого порядка для реализации системы повышения частоты дискретизации с рациональным множителем. В результате анализа импульсной характеристики интерполяционного фильтра, выполненного на основе алгоритма оптимальной интерполяции и предназначенного для повышения частоты дискретизации в четыре раза, было установлено, что коэффициент передачи обладает завалом в полосе пропускания до уровня минус 4,5 дБ, что определяет необходимость использования корректирующего амплитудно-частотную характеристику фильтра. Уровень подавления лишних копий сигнала более 111,4 дБ интерполяционным фильтром обеспечивается только при условии двукратной и более избыточной дискретизации исходного сигнала. Импульсная характеристика корректирующего фильтра не зависит от множителя интерполяции при



его использовании до интерполяционного фильтра, что позволяет объединить корректирующий фильтр и фильтр нижних частот, входящий в состав блока повышения частоты в два раза. Данный приём использовался при разработке структурной схемы системы повышения частоты дискретизации (рис. 1). На рисунке обозначено: ФС – формирователь сигналов; Р – расширитель частоты дискретизации; КФ – корректирующий фильтр; ИФ – интерполяционный фильтр; ГМ – генератор последовательности моментов времени; Д – делитель частоты дискретизации; ГД – генератор частоты дискретизации;  $F_{ц}$  – частота дискретизации системы;  $F_c$  – частота дискретизации последовательности сигнала  $x[n]$ ;  $F_d$  – частота работы корректирующего фильтра;  $y[m]$  – результирующая последовательность сигнала. Каскадное соединение корректирующего и интерполяционного фильтров должно обладать амплитудно-частотной характеристикой, соответствующей идеальному фильтру нижних частот, тогда импульсную характеристику корректирующего фильтра можно рассчитать по формуле

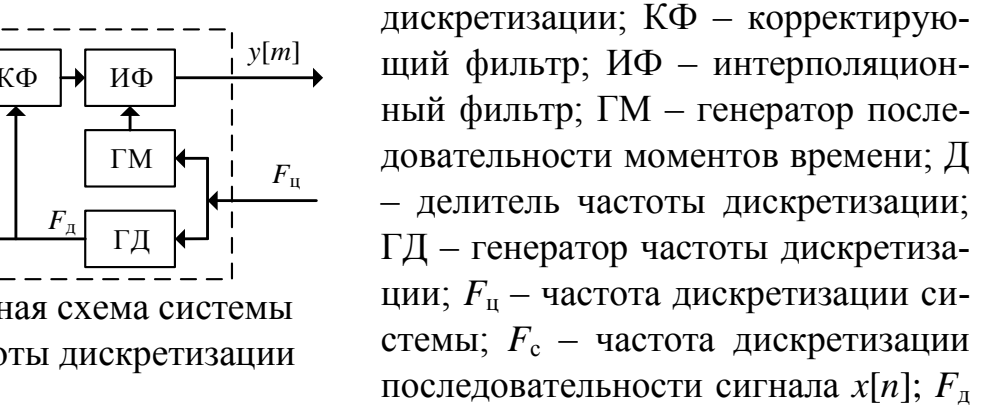


Рис. 1. Структурная схема системы повышения частоты дискретизации

– частота работы корректирующего фильтра;  $y[m]$  – результирующая последовательность сигнала. Каскадное соединение корректирующего и интерполяционного фильтров должно обладать амплитудно-частотной характеристикой, соответствующей идеальному фильтру нижних частот, тогда импульсную характеристику корректирующего фильтра можно рассчитать по формуле

$$h_{кф}[n] = F^{-1}(F(H[n]) / F(h_{иф}[n])), \quad (3)$$

где  $h_{кф}[n]$  – импульсная характеристика корректирующего фильтра;  $h_{иф}[n]$  – импульсная характеристика интерполяционного фильтра;  $H[n]$  – импульсная характеристика идеального фильтра нижних частот;  $F(\cdot)$  и  $F^{-1}(\cdot)$  – прямое и обратное преобразования Фурье.

По формуле (3) была рассчитана импульсная характеристика корректирующего фильтра 64-го порядка, позволившая уменьшить неравномерность коэффициента передачи в полосе пропускания с 4,5 дБ до  $\pm 0,005$  дБ, при уровне подавления в полосе заграждения более 75 дБ.

Передаточную характеристику интерполяционного фильтра при использовании полинома 5-го порядка по шести точкам можно представить в виде

$$g(x) = ABC, \quad (4)$$

где  $A$  – вектор-строка степенных коэффициентов момента времени, равный  $[1 \ x \ x^2 \ x^3 \ x^4 \ x^5]$ ;  $x$  – момент времени;  $B$  – матрица постоянных коэффициентов фильтра, размерностью шесть на шесть;  $C$  – вектор-столбец, содержащий шесть отсчётов исходного сигнала.

На основе структурной схемы, приведённой на рис. 1, разработана имитационная модель в среде Simulink (рис. 2). Интерполяционный фильтр реализован в соответствии с формулой (4), в которой на первом шаге выполняется умножение матрицы  $B$  на вектор-столбец  $C$ . Данная операция представляет собой свёртку шести строк матрицы  $B$  с вектором  $C$ , что реализуется как шесть цифровых фильтров с короткой импульсной характеристикой.

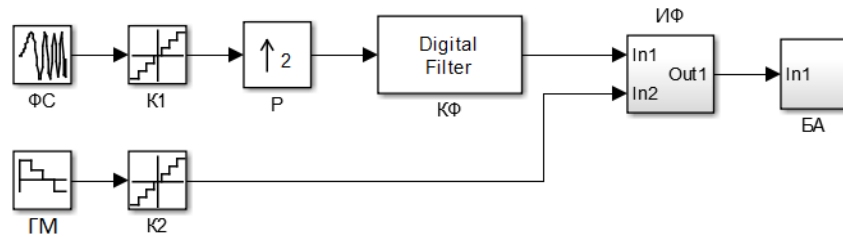


Рис. 2. Имитационная модель системы повышения частоты дискретизации в среде Simulink

На рис. 2 обозначено: K1 и K2 – блоки квантования по уровню глубиной 16 бит; БА – блок анализа сигнала. Имитационная модель использовалась для анализа амплитудно-частотной характеристики системы. Для этого блок формирования генерировал сигнал с линейной частотной модуляцией, спектр которого после интерполяционного фильтра анализировался в блоке анализа с использованием дискретного преобразования Фурье по 1024 точкам. Была определена оптимальная глубина квантования коэффициентов матрицы  $B$ , равная 17 битам (таблица 1).

Таблица 1. Результат измерения уровня подавления лишних копий сигнала ( $H_z$ ) в зависимости от глубины квантования коэффициентов

Разрядность, бит	14	15	16	17	18	19	20
$H_z$ , дБ	-80,14	-92,8	-94,4	<b>-104</b>	-102,4	-102	-103

Система повышения частоты дискретизации реализована на программируемой логической интегральной схеме. Для анализа параметров системы использовалась симуляция написанной программы в среде ModelSim. Были рассчитаны амплитудно-частотные характеристики системы повышения частоты дискретизации для различных множителей интерполяции (рис. 3 и рис. 4), являющиеся преобразованием Фурье отклика системы на единичный импульс.

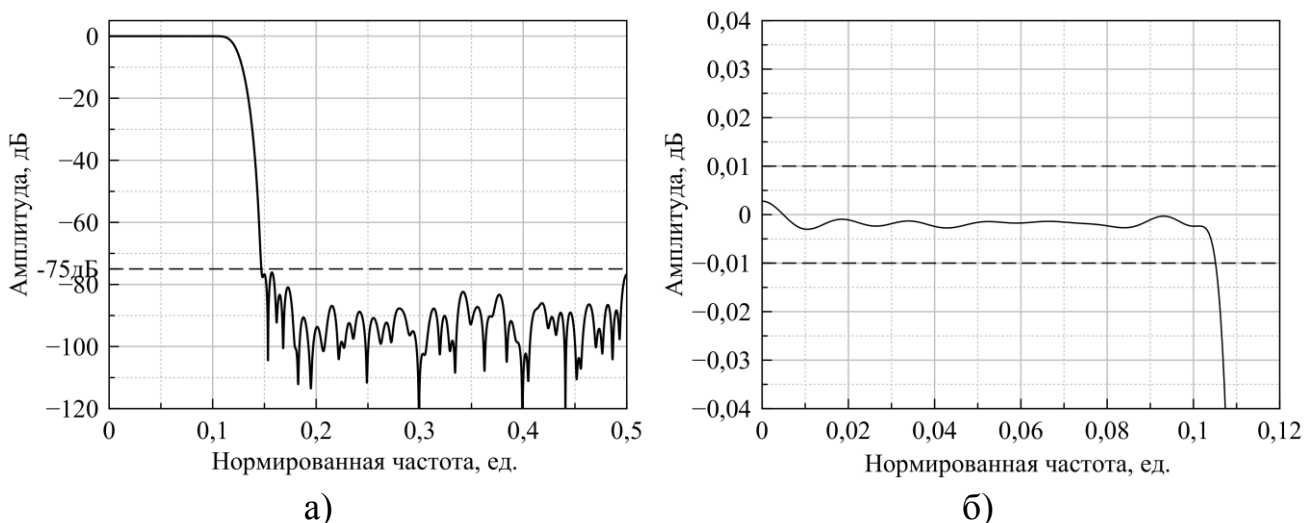


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика (а) системы повышения частоты дискретизации в 4 раза и её увеличенная область в полосе пропускания (б)

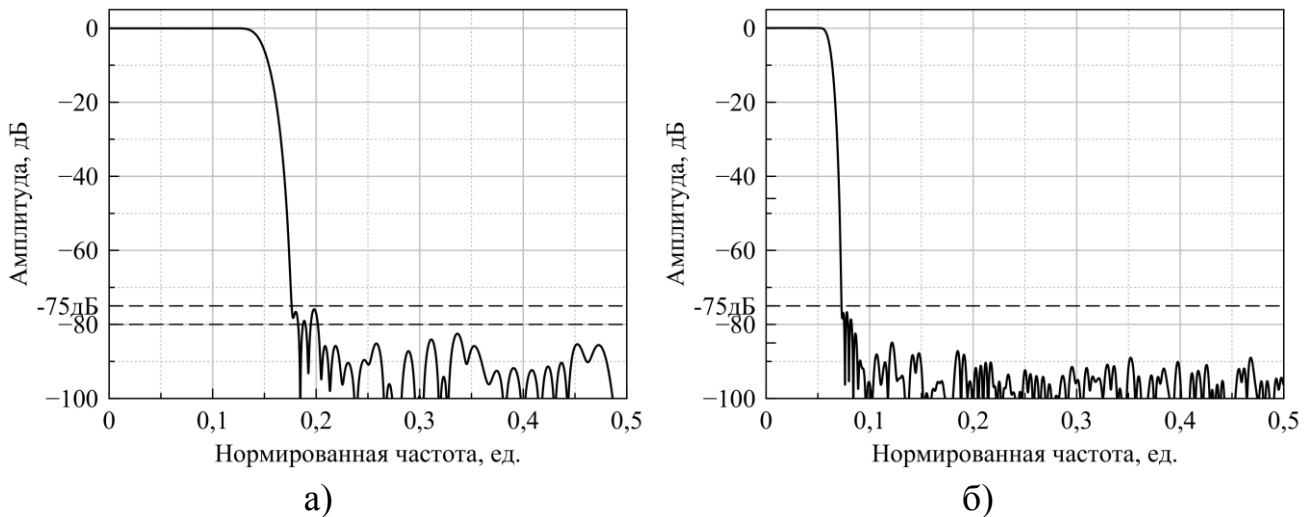


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика системы повышения частоты дискретизации с множителем, равным  $10/3$  (а) и  $250/31$  (б)

Анализ амплитудно-частотных характеристик показал, что неравномерность коэффициента передачи реализованной системы составляет менее  $\pm 0,01$  дБ (рис. 3а), величина подавления лишних копий сигнала после выполнения операции повышения частоты дискретизации составляет более 75 дБ. С увеличением множителя интерполяции величина подавления на дальних отстройках увеличивается (рис. 4б).

Проведен анализ используемых вычислительных ресурсов классического решения, основанного на расширении частоты дискретизации с последующей фильтрацией и обеспечивающего подавление в полосе записи и неравномерность коэффициента передачи такие же, как и предложенная система интерполяции сигналов (таблица 2). На основе анализа сделан вывод: при множителе интерполяции более четырех предложенная система повышения частоты дискретизации требует меньшего числа вычислительных ресурсов по сравнению с классическими решениями, что нашло отражение в первом положении.

Таблица 2. Сравнение требуемого количества операций умножения

Множитель интерполяции	2	4	10	100	500
Предложенное решение	54	54	54	54	54
Классическое решение с фильтром Чебышева	36	74	185	1847	9232
Выигрыш по сравнению с классическим решением	0,7	1,4	3,4	34,2	171

В третьей главе рассматривается применение предложенной системы повышения частоты дискретизации для разработки универсального генератора модулирующих сигналов с изменяющейся по требованию частотой дискретизации. Такие устройства применяются для формирования синфазной и квадратурной составляющих цифровых систем связи, поэтому целесообразно проте-

стировать влияния системы повышения частоты дискретизации на параметры сигналов этих систем. Был разработан генератор сигналов стандартных видов модуляций, включающий генератор данных, генератор символов, кодер и формирующие фильтры. Рассматривалось влияние множителя интерполяции для сигналов с разным количеством точек созвездия и различными характеристиками формирующих фильтров. На примере сигнала с амплитудно-импульсной

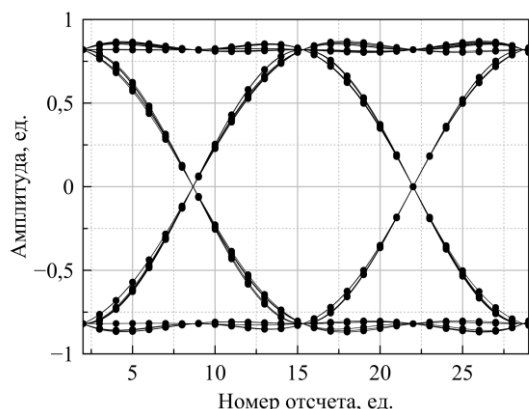


Рис. 5. Глазковая диаграмма сигнала после интерполяции в 10/3 раз

модуляцией (рис. 5) видно, что при выполнении интерполяции с рациональным множителем отсчеты не попадают в логические уровни, но положение уровней строго обозначено, паразитной фазовой модуляции не наблюдается.

Структурная схема системы повышения частоты дискретизации была доработана с учётом включения в неё элементов аналогового тракта (рис. 6).

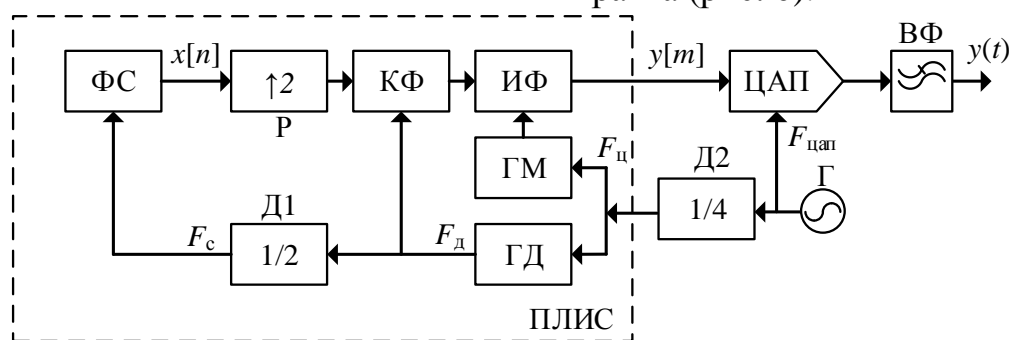


Рис. 6. Структурная схема устройства формирования сигналов

Цифро-аналоговый преобразователь работает на частоте 1 ГГц, формируемой опорным генератором  $\Gamma$ , и использует встроенную функцию интерполяции сигнала в 4 раза для уменьшения требований к восстанавливающему фильтру (ВФ).



Рис. 7. Блок формирования модулирующих сигналов

Для компенсации повышения частоты дискретизации в цифро-аналоговом преобразователе используется дополнительный делитель частоты  $D_2$  на 4. Предложенная структурная схема стала основой для создания блока формирования модулирующих сигналов, фотография опытного образца которого приведена на рис. 7. Блок позволяет формировать сигналы с частотой дискретизации от 1 кГц до

125 МГц с шагом 0,1 Гц. Подобными характеристиками обладают устройства формирования модулирующих сигналов в составе генераторов векторных сигналов зарубежных производителей (таблица 3).

Таблица 3. Сравнение характеристик генераторов модулирующих сигналов

<b>Параметр</b>	<b>Разработанное устройство</b>	<b>Agilent MXG N5182B</b>	<b>R&amp;S SMBV100A</b>
Частота дискретизации	до 125 МГц	до 200 МГц	до 150 МГц
Шаг установки частоты дискретизации	0,1 Гц	не указан	не указан
Полоса сигнала	50 МГц	80 МГц	60 МГц
Отношение полосы пропускания к частоте дискретизации	0,4	0,4	0,33

Шаг установки частоты дискретизации в 0,1 Гц может быть получен классическими методами, использующими комбинацию интерполяции сигнала с прореживанием, при этом максимальный множитель интерполяции равен  $25 \times 10^9$  при условии частоты работы устройства, выполняющего ЦОС, равной 250 МГц. Сложность реализации такой системы заключается в большом множителе интерполяции и необходимости применения многоскоростной обработки сигналов для реализации фильтра нижних частот после выполнения операции расширения частоты дискретизации. Эффективная частота дискретизации фильтра в множитель раз больше частоты работы устройства, выполняющего ЦОС. Всё это делает невозможным реализацию подобного фильтра на ПЛИС. Таким образом, разработанное устройство формирования сигналов с заданной частотой дискретизации обеспечивает установку частоты дискретизации с шагом 0,1 Гц, недоступным для классических решений, что нашло отражение во втором положении.

Опытный образец разработанного блока формирования модулирующих сигналов совместно с платой квадратурного модулятора были использованы для создания измерительного комплекса анализа искажений, возникающих при прохождении полосовых сигналов через нелинейное устройство, защищенного патентом РФ 2529445 на изобретение. Разработанные автором решения использовались в измерительном комплексе для формирования узкополосных радиосигналов с заданным видом модуляции, которые до и после исследуемого устройства оцифровывались и сохранялись в векторном анализаторе цепей Р4М. Анализ сохранённых сигналов позволяет определить их величину нелинейного искажения. В результате эксперимента было показано, что уровень интермодуляционных искажений в полосе формируемого сигнала больше на 10 дБ уровня продуктов искажения вне полосы сигнала.

Полосы радиосигнала, равной 100 МГц, не достаточно для формирования сигналов в соответствии с некоторыми стандартами цифровой связи. Увеличение частоты дискретизации формируемого сигнала в два раза до 250 МГц возможно при применении полифазного разложения к разработанной системе повышения частоты дискретизации.

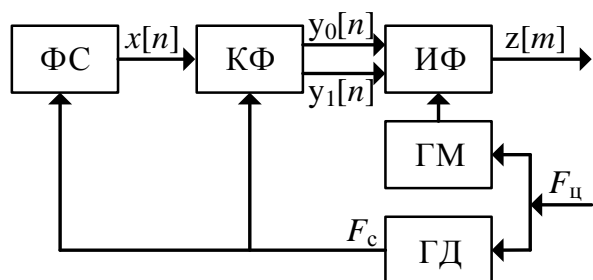


Рис. 8. Структурная схема системы повышения частоты дискретизации

Использование полифазного разложения позволяет упростить структурную схему системы повышения частоты дискретизации до схемы, приведённой на рис. 8. Для реализации корректирующего

фильтра было применено тождество повышающей дискретизации к полифазному разложению, что позволило представить корректирующий фильтр в виде двух фильтров с импульсными характеристиками

$$h_0[n] = h[2n], \quad h_1[n] = h[2n + 1], \quad (5)$$

где  $h[n]$  – импульсная характеристика оригинального фильтра.

Исходная последовательность сигнала сворачивается с импульсными характеристиками каждого фильтра в отдельности, формируя две новых подпоследовательности  $y_0[n]$  и  $y_1[n]$  с частотой дискретизации такой же, как у исходного сигнала. Также полифазному разложению были подвергнуты интерполяционный фильтр и генератор модулирующих сигналов. На выходе интерполяционного фильтра получены две подпоследовательности  $z_0[n]$  и  $z_1[n]$ . Так как сигнал на выходе интерполяционного фильтра обладает избыточной дискретизацией в два раза, то в качестве результата можно взять любую из подпоследовательностей  $z_0[n]$  или  $z_1[n]$ , т.е. выполнить операцию прореживания в два раза, что сокращает требования к используемым ресурсам. Была разработана имитационная модель в среде Simulink и проведено моделирование программного обеспечения логической интегральной схемы в ModelSim. При множителе интерполяции больше двойки результаты идентичны для системы с применением полифазного разложения и без применения. Применение полифазного разложения позволило использовать множитель интерполяции меньше двойки.

В **четвертой главе** предлагается новый метод измерения и коррекции искажений в квадратурном модуляторе. Один из классических методов заключается в формировании сигнала с одной боковой полосой (рис. 9) и определении максимального подавления нежелательной боковой полосы путём итерационного подбора величины рассогласования амплитуды и фазы. Для измерения величины рассогласования амплитуды и фазы достаточно измерить абсолютный уровень нежелательной боковой полосы, который описывается формулой

$$P_{НБП} = 10 \log(c[1 - 2k \sin(\theta) + k^2]), \quad (6)$$

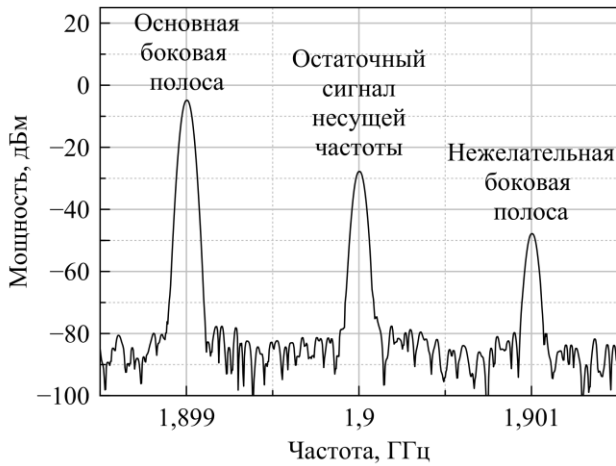


Рис. 9. Сигнал с одной боковой полосой

$$f = ax^2 + bx + d, \quad (7)$$

где  $x$  — величина рассогласования фазы или амплитуды;  $a$ ,  $b$  и  $d$  — постоянные, определяющие форму параболы.

В соответствии с формулой нахождения минимума функции, описывающей параболу, можно определить величину  $x$ , при которой будет обеспечиваться минимальный уровень нежелательной боковой полосы. Для этого необходимо провести три измерения, тогда минимальный уровень нежелательно боковой полосы наблюдается при

$$x = x_2 - \frac{(x_2 - x_1)^2(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)^2(f_2 - f_1)}{2(x_2 - x_1)(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)(f_2 - f_1)}, \quad (8)$$

где  $x_1$ ,  $x_2$  и  $x_3$  — устанавливаемая величина рассогласования фазы или амплитуды для каждого измерения;  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_3$  — уровень нежелательной боковой полосы в размах.

Предположим, что уровень нежелательной боковой полосы может быть измерен с абсолютной погрешностью  $\Delta f$ . Тогда абсолютная погрешность измерения величины рассогласования амплитуды или фазы находится по формуле

$$\Delta x = \sqrt{\frac{dx^2}{df_1} \Delta f^2 + \frac{dx^2}{df_2} \Delta f^2 + \frac{dx^2}{df_3} \Delta f^2}. \quad (9)$$

Полагая  $x_2 = 0$ ,  $x_1 = x_3 = \Delta k$ , проанализируем влияние выбора  $\Delta k$  на точность измерения величины рассогласования амплитуды при абсолютной погрешности  $\Delta f = 0,2$  дБ и нулевой величине рассогласования фазы (рис. 10). Для предполагаемой величины рассогласования амплитуды не всегда можно подобрать величину  $\Delta k$ , обеспечивающую необходимую точность измерения. Так для уровня подавления нежелательной боковой полосы более 60 дБ необходимо обеспечить погрешность измерения рассогласования амплитуды менее 0,012 дБ при абсолютной погрешности измерения рассогласования фазы менее 0,08 град. Такая погрешность достижима только для малых величин рассогласования амплитуды. Установлено, что при увеличении погрешности измерения  $\Delta f$  в два

где  $c$  — неизвестная константа;  $k$  — величина, характеризующая рассогласование амплитуды;  $\theta$  — величина, характеризующая рассогласование фазы.

Анализ формулы (6) показывает, что уровень нежелательной боковой полосы в зависимости от величины рассогласования фазы или амплитуды может быть достоверно аппроксимирован параболой:

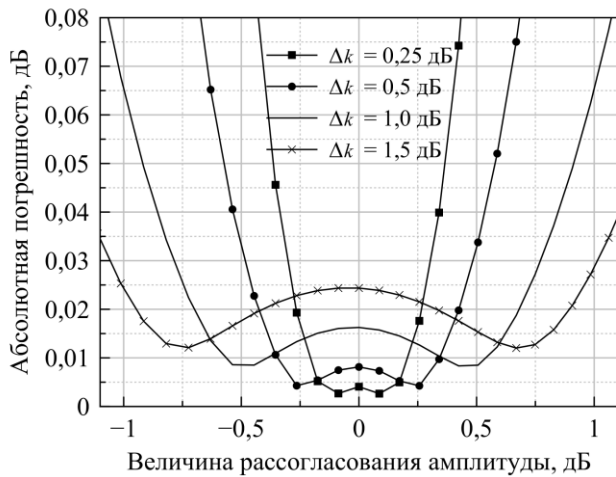


Рис. 10. Зависимость абсолютной погрешности измерения от величины рассогласования амплитуды ( $k$ )

На основе проведенного анализа предложен алгоритм выполнения измерения и коррекции рассогласования амплитуды и фазы при условии  $\Delta f = 0,1$  дБ, состоящий из четырех этапов:

1. Определение величины рассогласования амплитуды с  $\Delta k = 1$  дБ.
2. Определение величины рассогласования фазы с  $\Delta \theta = 5$  град.
3. Определение величины рассогласования амплитуды с  $\Delta k = 0,1$  дБ.
4. Определение величины рассогласования фазы с  $\Delta \theta = 0,3$  град.

На первых двух этапах определяется грубое значение величин рассогласования амплитуды и фазы, а на оставшихся — точное значение. Таким образом, общее количество измерений равно двенадцати. Еще двенадцать измерений требуется для определения величин коррекции постоянного смещения. Была собрана экспериментальная установка, в которой использовался разработанный универсальный генератор модулирующих сигналов и высокочастотная плата с квадратурным модулятором TRF370417, диапазонными фильтрами и системой регулировки мощности. Для проведения эксперимента использовались модулирующие сигналы с частотой, равной 1 МГц.

Результат применения алгоритма для частоты несущего сигнала, равной 5800 МГц, приведён на рис. 11. Как показали измерения, в диапазоне частот от 250 МГц до 4 ГГц после выполнения коррекции уровень просачивания несущего сигнала оказался подавлен больше, чем на 60 дБн, а уровень подавления нежелательной боковой полосы составил больше, чем на 65 дБн (рис. 12).

В результате проведенных измерений установлено, что значение величины рассогласования фазы изменяется в диапазоне от -0,6 до 3,5 град. при абсолютной погрешности измерений порядка 0,025 град. Величина рассогласования амплитуды изменяется в диапазоне от 0,44 до 0,53 дБ при абсолютной погрешности измерений порядка 0,008 дБ.

раза, погрешность измерения величины рассогласования амплитуды также увеличивается в два раза. Было показано, что наличие рассогласования фазы не позволяет получить высокую точность измерения величины рассогласования амплитуды. Так при величине рассогласования фазы в 2 град. невозможно обеспечить погрешность измерения величины рассогласования амплитуды менее 0,01 дБ. Схожий характер зависимости носит и абсолютная погрешность измерения величины рассогласования фазы.



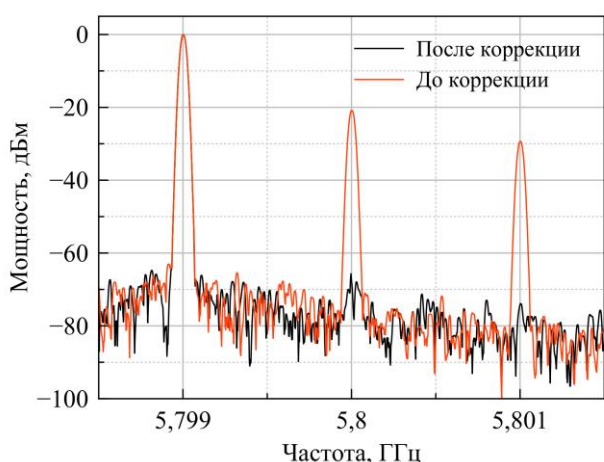


Рис. 11. Спектр сигнала с одной боковой составляющей

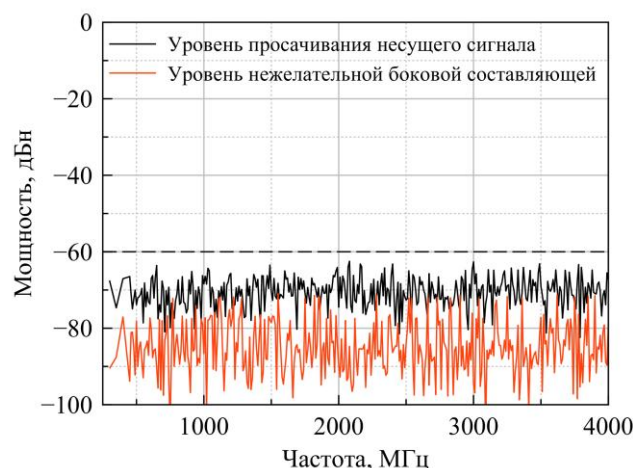


Рис. 12. Уровень просачивания несущего сигнала и нежелательной боковой составляющей

Проведение измерений для различных частот модулирующих сигналов позволяет определить частотную зависимость величины рассогласования фазы и амплитуды. Для частоты несущего сигнала, равной 3500 МГц, величина рассогласования амплитуды обладает завалом на 0,065 дБ с ростом частоты модулирующего сигнала в диапазоне до 65 МГц. Анализ величины рассогласования фазы для тех же частот позволил определить задержку между каналами в 144 пс. После применения коррекции задержки было определено, что частотная неравномерность величины рассогласования фазы составляет около  $\pm 0,01$  град. Для коррекции задержки в цифровой тракт универсального генератора модулирующих сигналов был добавлен фильтр Фарроу. Также было рассмотрено применение комплексного фильтра с короткой импульсной характеристикой для коррекции амплитудно-частотной характеристики тракта.

В работе проведено сравнение скорости выполнения измерения и коррекции искажений в квадратурном модуляторе предложенного метода и классического решением, основанного на последовательном приближении. Предполагая, что коррекция рассогласования амплитуды проводится в диапазоне  $\pm 1$  дБ с точностью 0,01 дБ, а фазы в  $\pm 5$  град. с точностью 0,05 град, для уменьшения времени выполнения коррекции используется алгоритм золотого сечения со скоростью сходимости 0,618, потребуется провести более 550 измерений. Для предложенного метода требуется провести всего 12 измерений, тогда уменьшение количества измерений уровня нежелательной боковой полосы обеспечивается более чем в 40 раз, что нашло отражение в третьем положении.

## ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Установлено, что при использовании алгоритма оптимальной интерполяции, требующего избыточности дискретизации исходного сигнала и обладающего высокой неравномерностью коэффициента передачи в полосе пропускания, можно применить корректирующий фильтр до выполнения самой интерполяции. Показано, что импульсная характеристика корректирующего фильтра

не зависит от множителя интерполяции, что допускает объединение корректирующего фильтра и фильтра нижних частот в составе системы предварительной интерполяции сигнала в целое число раз.

2. Предложена реализация системы изменения частоты дискретизации с использованием алгоритма оптимальной интерполяции. При этом уровень подавления лишних копий сигнала, обеспечиваемый алгоритмом оптимальной интерполяции для любого множителя при реализации на программируемой логической интегральной схеме, составляет более 75дБ. Показано, что увеличение множителя интерполяции приводит к увеличению уровня подавления лишних копий сигнала на дальних отстройках. Продемонстрировано, что разработанная система повышения частоты дискретизации использует меньшее число вычислительных ресурсов по сравнению с классическими решениями выполнения интерполяции при той же величине подавления в полосе заграждения и неравномерности коэффициента передачи в полосе пропускания.

3. Описано применение систем изменения частоты дискретизации для разработки универсального генератора модулирующих сигналов, позволяющего формировать сигналы, в том числе цифровых систем связи, с частотой дискретизации от 1 кГц до 125 МГц с шагом 0,1 Гц, который недостижим при использовании классических методов интерполяции. Установлено, что система изменения частоты дискретизации не вносит искажений в модулирующие сигналы цифровых видов модуляции независимо от множителя интерполяции. Разработанный генератор модулирующих сигналов послужил основой измерительного комплекса для анализа искажений, возникающих при прохождении полосовых сигналов через нелинейные устройства, защищенного патентом РФ на изобретение.

4. Показано, что реализованная система изменения частоты дискретизации допускает применение к ней полифазного разложения, позволяющего увеличить частоту дискретизации формируемого сигнала в два раза. При этом ухудшение параметров сигнала не наблюдается.

5. Предложен и описан новый метод коррекции уровня нежелательной боковой составляющей и просачивания несущего сигнала посредством компенсации рассогласования амплитуды, фазы и постоянного смещения в квадратурном модуляторе. Показано, что приведённый алгоритм может быть эффективно использован для калибровки устройства формирования узкополосных радиосигналов; он обладает высокой точностью и скоростью работы. Требуется двенадцать измерений для определения коэффициентов коррекции величин рассогласования амплитуды и фазы. Ещё двенадцать измерений требуется для определения постоянного смещения в синфазном и квадратурном каналах. Установлено, что после проведения калибровки уровень нежелательной боковой составляющей подавлен на величину более 65 дБн, а уровень просачивания несущего сигнала подавлен на величину более 60 дБн. Эффективность предложенного метода по сравнению с классическим решением составляет более сорока пяти раз по скорости работы.

Перспективные направления дальнейших исследований и разработок можно определить как:

1. Исследование влияния температуры на уровень нежелательной боковой составляющей и просачивания несущего сигнала в квадратурном модуляторе. Создание алгоритмов компенсации рассогласования амплитуды, фазы и постоянного смещения с учётом температурных изменений.

2. Разработка генератора сигналов с частотой дискретизации более 1 ГГц на основе системы изменения частоты дискретизации с использованием алгоритма оптимальной интерполяции.

3. Развитие и совершенствование методов измерения и коррекции нелинейных искажений в устройствах формирования узкополосных радиосигналов.

### **СПИСОК ОСНОВНЫХ ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ**

1. Абраменко А.Ю. Исследование алгоритма оптимальной интерполяции и его аппаратно-программная реализация на ПЛИС // Электронные средства и системы управления: материалы докладов международной научно-технической конференции. – 2012. – Ч. 1. – С. 9-14.

2. Абраменко А.Ю. Структура универсального генератора сигналов / А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 3 (29). – С. 5-9.

3. Abramenko A.Y. Measurement systems for the analysis of distortions caused by the passage band signals through nonlinear devices / A.Y. Abramenko, G.G. Goshin, A.S. Vasiliev, N.N. Voronin // 14<sup>th</sup> International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – 2013. – pp. 92-95.

4. Абраменко А.Ю. Измерительный комплекс для анализа искажений, возникающих при прохождении полосовых сигналов через нелинейные устройства / А.Ю. Абраменко, Н.Н. Воронин, Г.Г. Гошин // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 1 (31). – С. 11-15.

5. Пат. 2529445 РФ, МПК G01R 23/20. Способ определения нелинейных искажений преобразования полосовых сигналов объектом / А.Ю. Абраменко (РФ), А.С. Васильев (РФ), Н.Н. Воронин (РФ). – № 2013128963/28; заявл. 26.06.2013; опубл. 27.09.2014, Бюл. № 27. – 8 с.

6. Абраменко А.Ю. Компенсация дисбаланса квадратурного модулятора // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2 (24). – С. 21-24.

7. Абраменко А.Ю. Влияние дисбаланса квадратурных составляющих на качество сигнала в беспроводных передатчиках / А.Ю. Абраменко, Д.С. Данилов, С.А. Подлиннов // Всероссийская научно-техническая конференция «Научная сессия ТУСУР-2013». – 2013. – Ч.1. – С. 26-29.

8. Абраменко А.Ю. Метод коррекции дисбаланса квадратурных составляющих в передающем устройстве / А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 3 (33). – С. 5-10.