

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного  
образовательного учреждения высшего образования  
«Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и  
Николая Григорьевича Столетовых»

*На правах рукописи*



ЖИЗНЯКОВА НАТАЛЬЯ АЛЕКСАНДРОВНА

**МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-  
АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В СПЕЦИАЛЬНЫХ РЕЖИМАХ  
РАБОТЫ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ С  
МАЛЫМ УРОВНЕМ ФАЗОВЫХ ШУМОВ**

2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, профессор,  
Ромашов Владимир Викторович

Муром – 2026

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ СИГНАЛОВ И СИНТЕЗЕ ЧАСТОТ .....	12
1.1 Методы повышения выходной частоты цифровых формирователей высокочастотных сигналов .....	12
1.2 Применение цифро-аналоговых преобразователей в формирователях высокочастотных сигналов .....	23
1.3 Специальные режимы работы быстродействующих ЦАП и их применение при формировании радиосигналов.....	31
1.4 Выводы и постановка задачи исследования.....	37
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБРАЗОВ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ.....	39
2.1 Математическая модель быстродействующего цифро-аналогового преобразователя в режимах NRZ и 2xNRZ .....	39
2.2 Математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы RZ, RF, RFZ, RFZ2.....	43
2.3 Исследование спектров выходного сигнала быстродействующего цифро-аналогового преобразователя в специальных режимах работы.....	48
2.4 Разработка новых специальных режимов работы ЦАП для увеличения амплитуд образов в высших зонах Найквиста.....	59
2.5 Выводы.....	66

3. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В СПЕЦИАЛЬНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ.....	68
3.1 Основные понятия и определения анализа шумовых характеристик радиоустройств.....	68
3.2 Методики формирования математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов цифро-аналоговых преобразователей на основе экспериментальных характеристик на опорной частоте.....	75
3.2.1 Обзор методик определения коэффициентов модели спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на основе экспериментальных характеристик на основной частоте.....	75
3.2.2 Модернизированная методика определения коэффициентов модели СПМ фазовых шумов при недостаточности экспериментальных данных.....	80
3.3 Анализ математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы.....	92
3.4 Анализ математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов быстродействующих ЦАП в новых специальных режимах работы RFZ3, RFZ4.....	103
3.4 Выводы.....	107
ГЛАВА 4. ПРИМЕНЕНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВЫХ ШУМОВ110	
4.1 Алгоритм частотного планирования быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы.....	110

4.2	Разработка программного обеспечения для частотного планирования лучших режимов.....	116
4.3	Расчет спектральной плотности мощности фазовых шумов для наилучших вариантов частотного плана .....	126
4.4	Применение быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы в гибридном синтезаторе частот.....	130
4.5	Выводы.....	137
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....		139
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....		142
ЛИТЕРАТУРА .....		143
ПРИЛОЖЕНИЕ .....		159
П1.	Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ.....	159
П2.	Патент на полезную модель .....	161
П3.	Акты внедрения результатов диссертационной работы .....	162

## ВВЕДЕНИЕ

### **Актуальность темы исследования и степень ее разработанности.**

Радиотехнические системы – от телекоммуникаций и радиолокации до медицинской аппаратуры – на современном этапе развития предъявляют всё более высокие требования к рабочим частотам и методам передачи данных. В связи с этим критически важными становятся исследования в области миллиметрового диапазона волн (до 100 ГГц и выше), а также технологий широкополосной передачи и сложных схем модуляции (таких как OFDM и massive MIMO). Это невозможно без формирователей сигналов, способных быстро перестраиваться между частотами и формировать сигнал с минимальными фазовыми шумами, которые напрямую влияют на битовую ошибку.

В настоящее время на практике применяются две традиционные архитектуры синтеза частот. Преимуществом использования систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в формирователях радиосигналов является высокое качество выходного сигнала с низким уровнем фазовых шумов, недостатком – снижение быстродействия при изменении рабочей частоты [1]. В отличие от систем ФАПЧ, системы прямого цифрового синтеза (DDS) с быстродействующими (высокоскоростными) цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП) обеспечивают практически мгновенную перестройку частоты. Тем не менее их применение на высоких частотах ограничено: максимальная частота синтеза определяется тактовой частотой и зачастую не может принимать требуемых значений [2].

Таким образом, на сегодняшний день существует противоречие между растущими системными требованиями к быстродействию и чистоте спектра высокочастотных формирователей сигналов и фундаментальными ограничениями существующих компонентов и архитектур, не позволяющими одновременно удовлетворить эти требования.

Перспективным путем развития техники является гибридизация и оптимизация архитектур прямого цифрового синтеза, где ключевым элементом

становится быстродействующий ЦАП. Особенностью систем DDS является присутствие в спектре выходного сигнала ЦАП побочных спектральных составляющих - зеркальных отражений гармоник основного сигнала относительно частоты тактирования и кратных ей значений. В международной терминологии эти компоненты известны как «images» [3]. Суть этого явления на русском языке описывается термином «образы» основной частоты или «копии спектра» [4, 5]. Использование данных спектральных составляющих, находящихся за пределами частоты Найквиста, позволяет увеличить выходную частоту формирователей радиосигналов без существенного роста фазовых шумов. Одним из самых эффективных способов их использования является применение быстродействующих ЦАП, работающих в специальных режимах работы, которые реализуются путем изменения архитектуры выходных каскадов. В этом случае увеличение выходной частоты формирователей радиосигналов достигается изменением формы огибающей спектра таким образом, чтобы увеличить амплитуды высокочастотных копий спектра (образов) в высших зонах Найквиста. Возможность применения образов основной частоты для повышения выходной частоты ЦАП, ЦВС и формирователей радиосигналов получила теоретическое и практическое обоснование в работах V. F. Kroupa, U. L. Rohde, J. Vankka, A. Chenakin, V. Manassevitch, D. B. Leeson, E. Drucker, Ajay Kuckreja, S. Overhoff, У. Кестера, А.В. Королева, В.Н. Кочемасова, Л.И. Ридико, В.В. Ромашова, К.К. Храмова, А.Н. Докторова, К.А. Якименко, разработчиков микросхем компаний Analog Devices и Maxim Integrated.

Известные специальные режимы работы быстродействующих ЦАП способны увеличивать амплитуды гармоник высокочастотных копий спектра (относительно амплитуд в обычном режиме работы) во второй, третьей и четвертой зонах Найквиста. Выходная частота формирователей радиосигналов в соответствии с растущими требованиями к современным системам связи должна соответствовать высшим зонам Найквиста (от восьмой и выше), имея при этом малый уровень фазовых шумов. Это достижимо при разработке новых специальных режимов работы ЦАП, способных увеличить амплитуды образов

основной частоты в высших зонах Найквиста. Таким образом, задача разработки экспериментально подтвержденных математических моделей быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы является актуальной. Применение образов основной частоты позволяет кратно увеличить выходную частоту формируемого сигнала, при этом за счет специальных режимов работы ЦАП увеличивается амплитуда этих образов, следовательно, должно возрастать отношение сигнал/шум или уменьшаться спектральная плотность мощности фазовых шумов в единичной полосе частот.

**Целью диссертационной работы** является уменьшение уровня фазовых шумов быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей при повышении частоты формируемых радиосигналов за счет использования образов основной частоты в высших зонах Найквиста.

Поставленная цель предполагает решение следующих задач:

- анализ применения быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в формирователях высокочастотных радиосигналов;
- разработка математических моделей быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы, использующих для повышения выходной частоты копии спектра (образы) основной частоты;
- разработка новых специальных режимов работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей для увеличения амплитуд копий спектра (образов) основной частоты в высших зонах Найквиста;
- разработка математических моделей шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы;
- предложить алгоритм частотного планирования цифро-аналоговых преобразователей для определения параметров ЦАП из условия минимума фазовых шумов;
- рассмотреть примеры применения известных и предложенных специальных режимов работы цифро-аналоговых преобразователей для синтеза высокочастотных радиосигналов с низким уровнем фазовых шумов.

**Объект исследования** — быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи, использующие для повышения выходной частоты копии спектра (образы) основной частоты в высших зонах Найквиста.

**Предмет исследования** — математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей, использующих образы основной частоты для повышения выходной частоты и уменьшения уровня фазовых шумов.

**Методология и методы исследования.** Для решения задач, поставленных в диссертационном исследовании, были применены методы спектрального анализа, компьютерного и математического моделирования радиотехнических систем.

**Научная новизна** работы заключается в следующем:

- разработаны математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы (NRZ, 2xNRZ, RZ, RF, RFZ, RFZ2), которые используют для повышения выходной частоты копии спектра (образы) основной частоты, защищены свидетельством о государственной регистрации программы для ЭВМ №2022683305;

- впервые предложены два новых специальных режима работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей, позволяющие увеличить амплитуды образов основной частоты в высших зонах Найквиста (5...11) в среднем на 10–22 дБ (RFZ3, RFZ4);

- разработаны математические модели шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы;

- разработан алгоритм частотного планирования быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы, позволяющий обеспечить требуемые параметры (частоты) быстродействующих ЦАП при минимальном уровне фазовых шумов на заданных выходных частотах.

**Теоретическая и практическая значимость работы** заключается в следующем:

- полученные модели быстродействующих ЦАП в режимах работы NRZ, 2xNRZ, RZ, RF, RFZ и RFZ2 позволяют проводить исследования формирования

высокочастотных сигналов с помощью копий спектра в высших зонах Найквиста (2, 3, 4, 5...11);

– предложенные новые режимы RFZ3 и RFZ4 позволяют формировать высокочастотный радиосигнал с большей, по сравнению с известными режимами работы, амплитудой образов в высших зонах Найквиста (6...10) с пониженным уровнем фазовых шумов (на 14,8 дБ в 8 зоне Найквиста);

– разработанные математические модели шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей позволяют с высокой степенью точности провести оценку уровня шумов выходного сигнала на этапе проектирования;

– предложенный алгоритм частотного планирования быстродействующих ЦАП позволяет по исходным данным получить соотношения частот и параметров цифро-аналогового преобразователя (в том числе произвести выбор наилучшего специального режима работы) при минимальном уровне фазовых шумов;

– предложенная схема гибридного синтезатора на основе быстродействующих ЦАП в специальных режимах позволяет формировать высокочастотный опорный сигнал ФАПЧ, что позволяет получить пониженный (на 29-44 дБ) уровень спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов в одиночной боковой полосе. Схема защищена патентом на полезную модель №214526.

**Степень достоверности** полученных результатов подтверждена компьютерным моделированием. Модели спектральной плотности мощности фазовых шумов ЦАП в специальных режимах работы соответствуют шумовым характеристикам, взятым из технического описания ряда интегральных микросхем быстродействующих ЦАП.

**На защиту выносятся:**

– модели быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы 2хNRZ, RZ, RF, RFZ, RFZ2 с использованием образов основной частоты и результаты их анализа, в том числе предложенных 2-х новых специальных режимов работы

RFZ3 и RFZ4, обеспечивают увеличение амплитуд копий спектра (образов) в высших зонах Найквиста;

– математические модели шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей, учитывающие влияние специальных режимов работы, и модернизированная методика их получения;

– алгоритм частотного планирования быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей, использующего специальные режимы работы, позволяющий по исходным данным определить соотношения между частотами ЦАП и его параметрами из условия минимума фазовых шумов.

**Апробация работы.** Результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: XII–XVII Всероссийских научных Зворыкинских чтениях «Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России» и «Научный потенциал молодежи – будущее России» (Муром, 2019-2025); Всероссийских открытых Армандовских чтениях «Прикладные вопросы формирования и обработки сигналов в радиолокации, связи и акустике», «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн» (Муром, 2019–2024); 77-й Всероссийской конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (Москва, 2022 г.); VIII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства» (Рязань, 2023 г.); 33-й Международной научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2023 г.); 79-й Всероссийской конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (Москва, 2024 г.).

**Публикации.** По тематике исследований опубликовано 24 работы, из них 8 статей в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК РФ, 4 статьи в журналах РИНЦ; 3 статьи в сборниках трудов, индексируемых Scopus; 6 тезисов докладов на Международных и Всероссийских научно-практических конференциях. Получен патент на полезную модель и 2 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ.

**Внедрение результатов работы.** Результаты диссертационной работы внедрены в исследования по НИОКР при разработке формирователей сигналов радиосистем на АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»; внедрены в учебный процесс кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» при проведении занятий по курсам «Цифровые синтезаторы частот» и «Радиопередающие устройства»; использованы при выполнении гранта Президента Российской Федерации МК–4044.2021.4 (2021 г.) и гранта РФ №22–79–00149 (2022 г.).

**Соответствие паспорту специальности.** Содержание диссертации соответствует пунктам 3 «Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия и помехоустойчивости», 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», 15 «Разработка и исследование физических, математических и гибридных имитационных моделей радиотехнических устройств и систем, включая системы и устройства аналогового и цифрового телевидения и оптикоэлектронных устройств» паспорта специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемой литературы и приложения. Общий объем работы составляет 163 страницы машинописного текста, включая 93 рисунка и 31 таблицу. Список литературы содержит 110 наименований, в том числе 31 работу автора.

# ГЛАВА 1. АНАЛИЗ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ СИГНАЛОВ И СИНТЕЗЕ ЧАСТОТ

## 1.1 Методы повышения выходной частоты цифровых формирователей высокочастотных сигналов

Синтезом частот называют процесс, в результате которого на основе одного или нескольких опорных колебаний формируется одно или несколько выходных колебаний с заданным номиналом частот [6, 7]. Процесс синтеза сигналов с различными типами модуляции и возможностью программного управления их амплитудой, частотой и мгновенной фазой осуществляет функционально законченное устройство, называемое синтезатором частот [8, 9].

Принцип работы цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) основан на методе прямого цифрового синтеза (direct digital synthesis или DDS). Активное развитие данного метода началось в 1971 году после публикации фундаментальной работы Дж. Тирни, Ч. Рейдера и Б. Голда, где впервые была предложена и обоснована классическая архитектура синтезатора с фазовым аккумулятором. Работа ЦВС основана на цифровой обработке данных: из сигнала с заданной опорной частотой формируется выходной сигнал с перестраиваемыми параметрами [10, 11]. Далее вычисленные дискретные отсчеты синтезированного сигнала преобразуются в аналоговую форму посредством ЦАП. На рисунке 1.1.1 представлена типовая структурная схема цифрового вычислительного синтезатора [12].

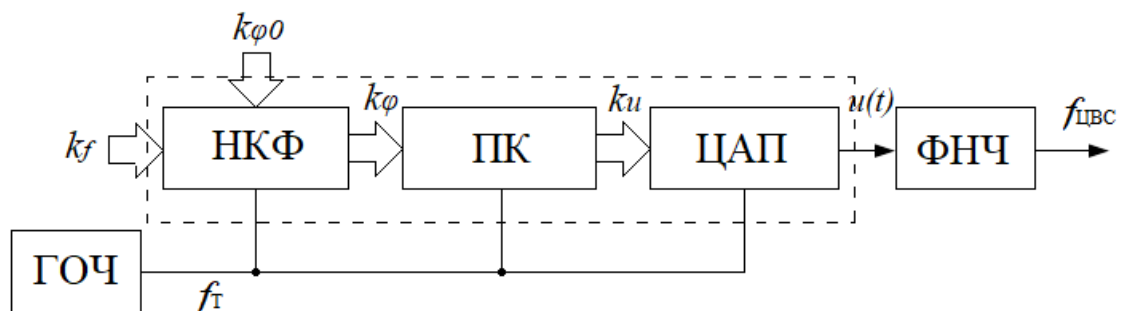


Рисунок 1.1.1 – Структурная схема цифрового вычислительного синтезатора

В основе работы представленной схемы ЦВС лежит принцип прямого цифрового синтеза, при котором тактовый сигнал  $f_T$  генератора опорной частоты (ГОЧ) синхронизирует процесс формирования выходного колебания. Сигнал  $f_T$  поступает на основные цифровые узлы: накопитель кода фазы (НКФ), преобразователь кода (ПК) и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). В процессе работы НКФ формирует линейно нарастающий код текущей фазы  $k_\varphi$  на основе входных параметров частоты и начальной фазы, обеспечивая тем самым прецизионное управление временными характеристиками сигнала. Полученное значение фазы преобразуется в ПК в цифровой код амплитуды, который затем транслируется ЦАП в ступенчатое аналоговое напряжение. На финальном этапе фильтр нижних частот (ФНЧ) осуществляет подавление нежелательных спектральных составляющих и восстановление гладкой формы выходного сигнала, что позволяет добиться высокой стабильности и скорости перестройки частоты в широком диапазоне.

Преимущества метода прямого цифрового синтеза включают цифровое управление параметрами сигнала (частотой, фазой, амплитудой) с высоким разрешением, мгновенную перестройку без переходных эффектов (например, разрывов фазы), малый шаг перестройки по частоте, и простоту интеграции с микроконтроллерами.

Недостатками прямого цифрового синтеза являются:

- ограничение максимальной выходной частоты. В соответствии с фундаментальными принципами цифровой обработки сигналов, верхняя граница частоты синтеза теоретически ограничена половиной частоты тактирования. Однако реальные условия эксплуатации, продиктованные требованиями к фильтрации паразитных компонентов спектра, сужают этот диапазон до 40–45% от частоты дискретизации;
- качество выходного сигнала напрямую зависит от выбора ЦАП;
- величина потребляемой мощности ЦВС прямо пропорциональна тактовой частоте [2].

Развитие метода прямого цифрового синтеза привело к разделению архитектуры ЦВС на две составные части: цифровую и аналоговую. Цифровая часть реализована в виде высокоскоростных программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), аналоговая часть представлена быстродействующими (высокоскоростными) ЦАП. Такие формирователи позволяют получить на выходе более сложные цифровые сигналы с новыми способами модуляции и тактовой частотой, достигающей значения 12 ГГц [13]. В обобщенной схеме формирователя ВЧ сигналов [14] программно-аппаратная реализация вычислительного блока ЦВС реализована на базе ПЛИС с последующим цифро-аналоговым преобразованием при помощи высокоскоростного ЦАП – рисунок 1.1.2.

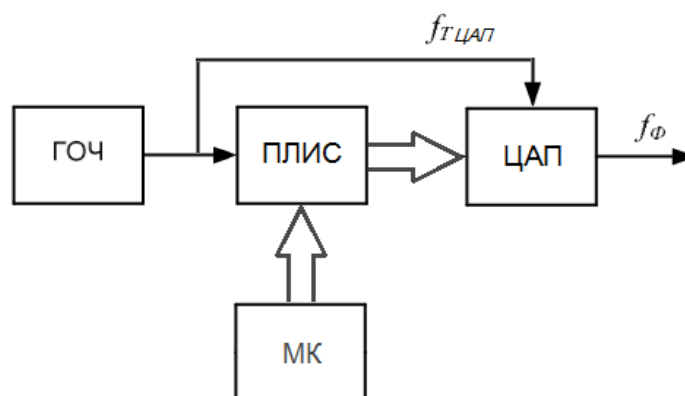


Рисунок 1.1.2 – Структурная схема формирователя сигналов на основе высокоскоростных ЦАП с ПЛИС

Как уже было сказано, основным недостатком метода прямого цифрового синтеза является проблема ограничения максимальной выходной частоты устройств формирования сигналов. Развитие современных радиотехнических систем требует освоения перспективных диапазонов СВЧ и КВЧ (3 – 300 ГГц). На сегодняшний день тактовые частоты цифровых вычислительных синтезаторов ограничиваются величиной в 4 ГГц, дальнейший рост которой зависит от развития современной элементной базы цифровой техники. Попытки решить эту проблему применением большого количества умножителей частоты показали, что это значительно ухудшает шумовые характеристики формирователей высокочастотных сигналов (величина СПМ фазовых шумов в этом случае

увеличивается в  $n^2$  раз, где  $n$  — коэффициент умножения умножителя частоты) [15,16].

Существует несколько методов решения проблемы ограничения выходной частоты цифровых формирователей сигналов.

*1. Разработка высокочастотных ЦАП с более высокими величинами тактовой частоты.*

Сравнительный анализ характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей, выпущенных компаниями Analog Devices, Texas Instruments и Maxim Integrated в 2016–2023 годах, приведен в таблицах 1.1.1–1.1.3.

Таблица 1.1.1 – Быстродействующие ЦАП компании Analog Devices

Модель ЦАП	Минимальная тактовая частота, ГГц	Максимальная тактовая частота, ГГц	Разрядность ЦАП	Год разработки
AD9162	1	12	16	2016
AD9164	1,5	12	16	2017
AD9172	2,91	12,6	16	2018
AD9174	2,91	12,6	16	2018
AD9175	2,91	12,6	16	2019
LTC2000A	1,25	2,7	16	2019
LTC2000	1,25	2,5	16	2019
AD9176	2,91	12,6	16	2020
AD9177	2,91	12	16	2021

Таблица 1.1.2 – Быстродействующие ЦАП компании Texas Instruments

Модель ЦАП	Минимальная тактовая частота, ГГц	Максимальная тактовая частота, ГГц	Разрядность ЦАП	Год разработки
DAC38RF82	1	9	16	2017
DAC38RF89	1	9	16	2018
DAC39RF10	1	10,24	16	2019
DAC39RFS10	1	10,24	16	2020
DAC12DL3200	1	3,2	12	2023

Таблица 1.1.3 – Быстродействующие ЦАП компании Maxim Integrated

Модель ЦАП	Минимальная тактовая частота, ГГц	Максимальная тактовая частота, ГГц	Разрядность ЦАП	Год разработки
MAX5882	1	4,6	14	2016
MAX5890	1	1,5	14	2017
MAX5895	1	2,5	16	2018
MAX5898	1	2,5	16	2019
MAX5899	1	3,3	16	2022

Рост тактовой частоты чётко прослеживается по годам выпуска микросхем и напрямую связан с развитием интегральной технологии. Она вынуждена преодолевать ограничения физических пределов, таких как удельное тепловыделение – рост частоты приводит к экспоненциальному увеличению потребляемой мощности, величина которой напрямую влияет на количество выделенного тепла, отвод которого не всегда возможен, и рост плотности токов в проводниках. Также на высоких частотах размеры кристаллов становятся соизмеримы с длиной волны электромагнитного колебания, что вызывает задержки распространения сигналов между различными участками микросхемы. Свой вклад в ограничение роста частот вносят и такие явления, как паразитные емкости и индуктивности межсоединений, скин-эффект и джиттер тактового сигнала. Таким образом, дальнейший рост тактовой частоты микросхем ЦАП затруднен и связан с появлением новых методик преодоления физических ограничений интегральной технологии.

## *2. Использование дискретных умножителей выходной частоты формирователей радиосигналов на транзисторах.*

В работе рассматриваются только умножители на основе транзисторов, так как они обладают лучшими характеристиками по сравнению, например, с диодными умножителями частоты. Транзисторные умножители частоты выгоднее использовать с точки зрения снижения потерь мощности и поддержки максимального отношения сигнал/шум. В этом случае выходную частоту формирователя увеличивают путем ее непосредственного умножения. Активными элементами умножителей частоты, реализующих данную операцию, являются полевые или биполярные транзисторы [17]. Структурная схема формирователя сигналов, использующего данный метод повышения выходной частоты, показана на рис. 1.1.3.

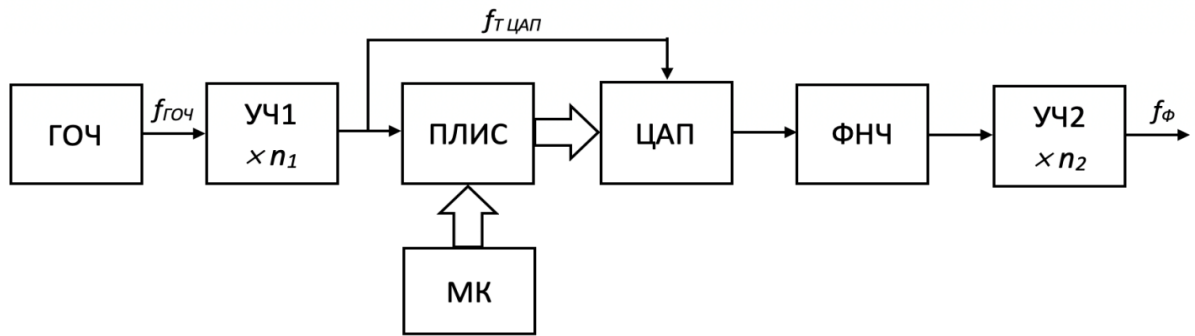


Рисунок 1.1.3 – Структурная схема формирователя сигналов с использованием транзисторных умножителей частоты

В основе работы данной схемы лежит принцип последовательного умножения частоты. Сначала исходный сигнал с частотой  $f_{ГОЧ}$  поступает на умножитель частоты УЧ1. Он представляет собой синтезатор косвенного синтеза на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и обеспечивает умножение частоты в целое число раз (десятки-сотни). Сигнал после УЧ1 является тактовым сигналом для ПЛИС и ЦАП. С помощью ЦАП формируется выходной аналоговый сигнал, полученный из цифрового сигнала, сформированного путем вычислений. Полученный сигнал далее передается на второй каскад — транзисторный умножитель УЧ2. Данный умножитель частоты умножает выходной сигнал ЦАП в необходимое количество раз, кратное 2 или 3. В общем случае выходная частота формирователя сигналов с использованием транзисторных умножителей частоты описывается выражением:

$$f_{\phi} = n_1 f_{ГОЧ} K_{ЦАП} n_2, \quad (1.1.1)$$

где  $n_1$  и  $n_2$  — коэффициенты умножения УЧ1 и УЧ2;  $f_{ГОЧ}$  — частота высокостабильного генератора опорной частоты;  $K_{ЦАП} = f_{ЦАП} / f_T$  — коэффициент передачи ЦАП;  $f_{out}$  — выходная частота ЦАП;  $f_T$  — тактовая частота ЦАП.

Коэффициент  $n_2$  принимаем равным 2 или 3, поскольку данные значения коэффициента умножения транзисторного умножителя являются оптимальными с точки зрения минимума потерь энергии (коэффициенты Берга). В некоторых случаях транзисторный умножитель на выходе формирователя может представлять собой несколько каскадов, включенных последовательно. Однако

данный способ его реализации требует дополнительных каскадов фильтрации для подавления побочных составляющих преобразования и приводит к дальнейшему снижению суммарной выходной мощности системы (КПД).

К достоинствам данного метода повышения выходной частоты формирователей радиосигналов следует отнести жесткую синхронизацию фазы выходного сигнала с опорным генератором, значительное повышение выходной частоты и минимальное время установления частоты за счет высокого быстродействия элементной базы. Основные ограничения связаны с потерей мощности при увеличении коэффициента умножения. Спектральные характеристики также ухудшаются под влиянием собственных шумов полупроводниковых приборов и квадратичного роста фазовой нестабильности входного сигнала в процессе его нелинейной трансформации.

3. *Использование умножителей выходной частоты формирователя сигналов, реализованных на основе петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).*

Структурная схема формирователя сигналов, использующего умножители частоты на основе петли ФАПЧ, показана на рисунке 1.1.4.

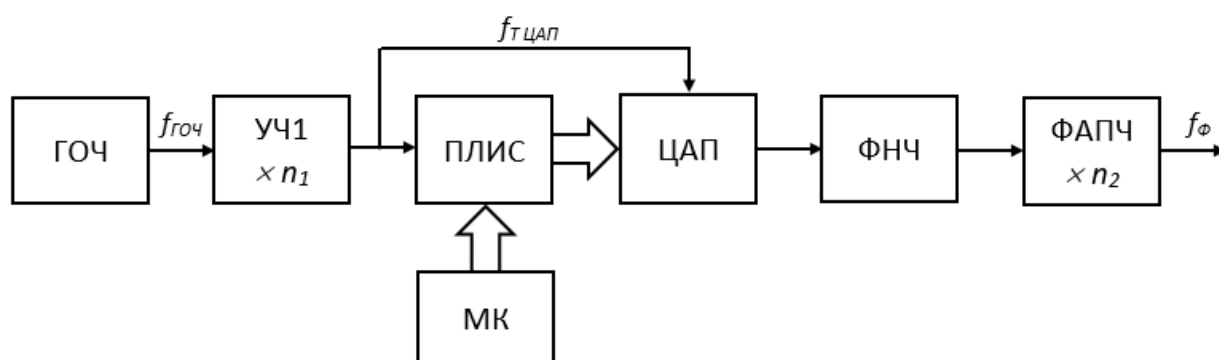


Рисунок 1.1.4 – Структурная схема формирователя сигналов с использованием УЧ на основе петли ФАПЧ

Выходная частота формирователя в этом случае будет описываться выражением:

$$f_{\phi} = n_1 f_{\text{ГОЧ}} K_{\text{ЦАП}} n_2, \quad (1.1.2)$$

где  $n_2$  — коэффициент умножения петли ФАПЧ, ( $n_2 = N_1 / N_2$ , где  $N_1$  — коэффициент деления в предварительном делителе частоты ФАПЧ,  $N_2$  — коэффициент деления в петле обратной связи ФАПЧ).

Предварительный делитель частоты служит для снижения уровня выходной частоты формирователя перед ее подачей на вход петли ФАПЧ. Это необходимо в тех случаях, когда она превышает максимально допустимую частоту сравнения фазового детектора в контуре ФАПЧ, которая в большинстве типовых решений ограничена значением 125 МГц.

В отличие от предыдущего метода, где коэффициенты умножения должны быть кратны числам 2, 3 и 5, достоинством умножителей на основе петли ФАПЧ является возможность получения больших, а также дробных значений. Немаловажным плюсом данного метода является способность петли ФАПЧ отфильтровывать паразитные составляющие спектра выходного сигнала.

Недостатками метода являются увеличение уровня фазовых шумов выходного сигнала формирователя на величину  $20 \log(n_2)$  дБ, где  $n_2$  — коэффициент умножения петли ФАПЧ, инерционность при перестройке частоты, а также сложность реализации.

#### 4. Преобразование выходной частоты цифро-аналогового преобразователя вверх.

Структурная схема реализации данного метода повышения выходной частоты показана на рисунке 1.1.5.

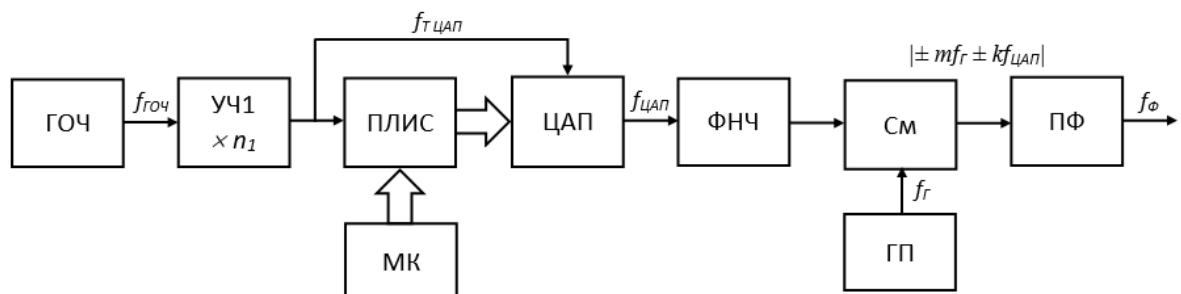


Рисунок 1.1.5 – Структурная схема формирователя сигналов, реализующего метод преобразования выходной частоты вверх

Суть метода заключается в смешении выходных частот ЦАП  $f_{ЦАП}$  и генератора подставки  $f_Г$  в смесителе частот СМ [18]. Результирующий сигнал

содержит в себе множество комбинационных спектральных компонент. Далее при помощи полосового фильтра, в зависимости от необходимой выходной частоты, выделяют одну из них.

Несмотря на простоту реализации, данный метод имеет несколько существенных недостатков. Свой вклад в общий уровень фазовых шумов вносят дополнительные элементы схемы — смеситель и генератор подставки [19]. Также возможно нарушение когерентности сигналов, поступающих на смеситель с двух разных генераторов – ГОЧ и ГП.

Все рассмотренные методы повышения выходной частоты формирователей высокочастотных сигналов имеют свои недостатки. Интегральные технологии ограничены в своем применении существующими методами фотолитографии и предельным разрешением при ультрафиолетовом и рентгеновском экспонировании, в случае других методов — включение дополнительных блоков, транзисторных каскадов и петли ФАПЧ вносит значительный вклад в результирующий уровень фазовых шумов выходного сигнала формирователей. Исходя из этого, задача повышения выходной частоты формирователей высокочастотных сигналов при низком уровне фазовых шумов требует поиска новых подходов к ее решению. Одним из них является использование побочных компонент спектра (образов).

##### *5. Использование образов основной частоты ЦАП*

В результате процесса дискретизации возникает размножение гармоник спектра в виде зеркальных копий основной частоты [3]. Данные спектральные компоненты в научной литературе могут обозначаться различными терминами, среди которых чаще всего встречаются «images» [3], копии спектра [4], образы основной частоты [5] и так далее. Их частоты определяются выражением:

$$f_{обp} = |nf_T + f_{ЦАП}|, \quad (1.1.3)$$

где  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$  — номер образа,  $f_T$  — тактовая частота,  $f_{ЦАП}$  — частота на выходе ЦАП при  $n = 0$ .

Номера образов основной частоты могут принимать как положительные, так и отрицательные значения, которые определяются положением спектральных компонент относительно основной частоты формирователя радиосигналов. В зависимости от номеров образы подразделяются на положительные и отрицательные.

Огибающая спектра выходного сигнала ЦАП имеет форму «синуса Котельникова», то есть изменяется по закону  $\sin(x)/x$ . В этом случае на частотах  $f_T$ ,  $2f_T$ ,  $3f_T$  и т.д. (кратных тактовой) функция принимает нулевые значения. Амплитуды соответствующих спектральных компонент при этом промодулированы весовой функцией [20]:

$$A(f_{\text{вых}}) = \frac{\sin(\pi \cdot (f_{\text{вых}} / f_T))}{\pi \cdot (f_{\text{вых}} / f_T)} \quad (1.1.3)$$

На рисунке 1.1.6 показан идеальный спектр выходного сигнала ЦАП.

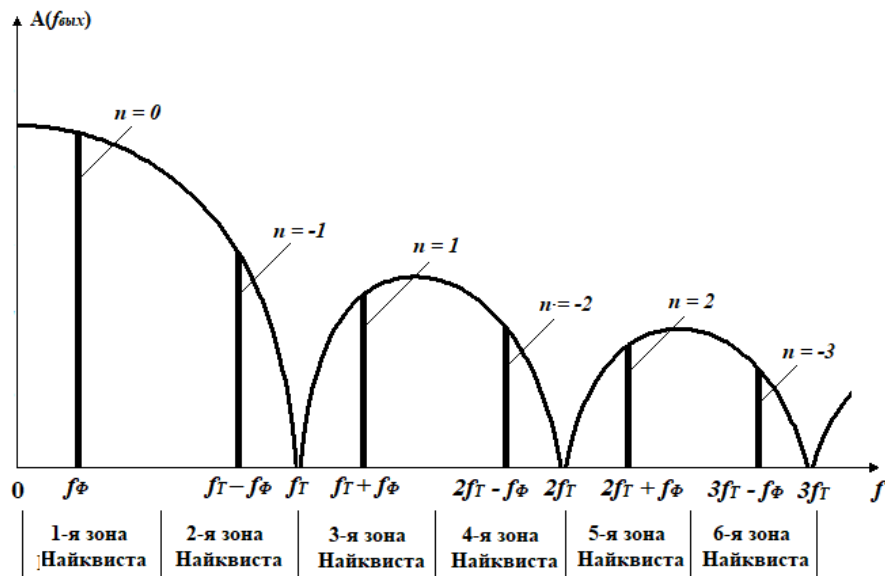


Рисунок 1.1.6 – Спектр выходного сигнала ЦАП формирователя сигналов

В типовых схемах формирователей радиосигналов от указанных спектральных составляющих избавляются при помощи фильтров низкой частоты (ФНЧ), устанавливаемых на выходе устройства. Однако, как уже было сказано, выделение и использование образов основной частоты способно увеличить выходную частоту формирователей радиосигналов. Для этой цели используют полосовые фильтры (ПФ), которые предварительно настраивают на частоту

определенного образа. Структурная схема такого формирователя сигналов с использованием быстродействующих ЦАП приведена на рисунке 1.1.7 [21].

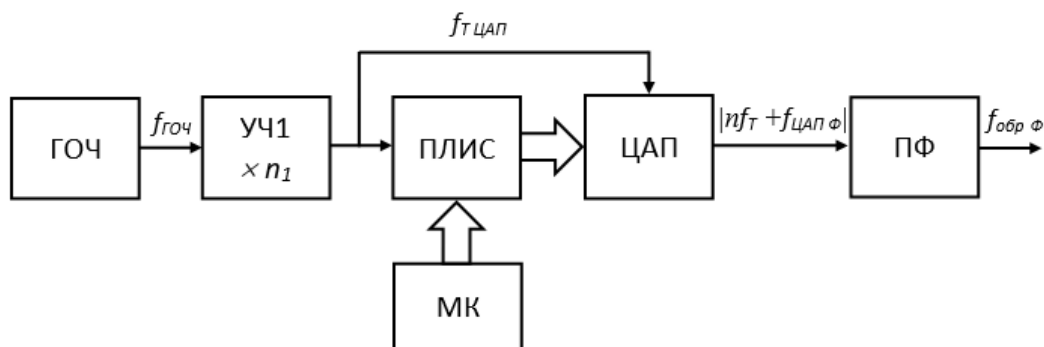


Рисунок 1.1.7 – Структурная схема формирователя сигналов, использующего образы основной частоты

Использовать для повышения выходной частоты формирователей гармоник основной частоты ЦАП ( $k = 1$ ) не рекомендуется, поскольку их уровень напрямую зависит от величины нелинейности амплитудной характеристики ЦАП [17]. В современных микросхемах ее величина незначительна [20, 22], отчего уровень гармоник и их образов сравним с уровнем паразитных спектральных составляющих, и не подходит для выделения и преобразования. Для этой цели гораздо более эффективным является применение образов основной спектральной компоненты. Кроме всего прочего, в случае выделения ПФ побочной компоненты спектра, уровень фазового шума остается тем же, что и для спектральной компоненты основного выходного сигнала [17].

Особенностью использования образов основной спектральной компоненты ЦАП для увеличения выходной частоты формирователей радиосигналов является необходимость частотного планирования, так как применение образов не всегда возможно и требует предварительного анализа [23].

Таким образом, анализ приведенных методов увеличения выходной частоты формирователей высокочастотных радиосигналов показал, что использование для этой цели образов основной частоты является наиболее эффективным способом из-за простоты реализации и величины фазового шума, остающейся на уровне основной спектральной компоненты.

## 1.2 Применение цифро-аналоговых преобразователей в формирователях высокочастотных сигналов

В эпоху развития радиотехнических систем — от сетей 5G/6G и спутниковой связи до когнитивных радиолокаторов и программно-определяемых радиосистем (SDR) — кардинально меняются подходы к формированию радиосигналов. Современные системы требуют генерации всё более сложных сигналов: с широкой полосой (сотни МГц и более), различными видами модуляции, динамически перестраиваемыми параметрами и минимальными искажениями на частотах вплоть до десятков гигагерц. В этом контексте цифро-аналоговый преобразователь способен определить предельные возможности формирователя. Благодаря прогрессу в полупроводниковых технологиях современные быстродействующие ЦАП открывают принципиально новые возможности: прямое цифровое формирование сигналов в СВЧ-диапазоне без промежуточных преобразований; генерация в реальном времени сложных широкополосных сигналов, таких как OFDM, MIMO, а также сигналов с когнитивной адаптацией; динамическая реконфигурация параметров сигнала (частота, тип модуляции, уровень мощности) для программно-определяемых радиосистем. Так, в работе [24] представлен ЦАП с полосой пропускания до 30 ГГц, способный формировать сигналы в миллиметровом диапазоне без внешнего частотного преобразования.

Как уже было сказано, быстродействующие ЦАП появились как ответ на растущие требования телекоммуникационных и радиоэлектронных систем к скорости и полосе пропускания, а также на необходимость формировать и обрабатывать сигналы в СВЧ-диапазоне с минимальными задержками. Ниже представлена сравнительная таблица параметров обычных и быстродействующих ЦАП, которая позволит оценить преимущества и ограничения каждого типа преобразователей.

Таблица 1.2.1 – Сравнительный анализ параметров обычных и быстродействующих ЦАП

Параметр	Обычные ЦАП	Быстродействующие ЦАП
Частота дискретизации	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Диапазон: до 100 Мвыб/с (чаще 1–50 Мвыб/с).</li> <li>– Применение: аудио, управление двигателями, измерительные системы низкой частоты.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Диапазон: от 1 Гвыб/с от 20 Гвыб/с и выше.</li> <li>– Применение: СВЧ–диапазон, широкополосные системы связи (5G/6G), радиолокация, тестовое оборудование.</li> </ul>
Разрядность	<ul style="list-style-type: none"> <li>– 16–24 бита.</li> <li>– Возможны варианты 12 – 16 бит для средних скоростей.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– 8–14 бит.</li> <li>– При скоростях &gt;10 Гвыб/с разрядность может снижаться до 6–8 бит.</li> </ul>
Динамический диапазон (SFDR) и шумы	<ul style="list-style-type: none"> <li>– SFDR: 80–100 дБ (при низких частотах).</li> <li>– Низкий уровень шума за счёт высокой разрядности.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– SFDR: 40–70 дБ (зависит от частоты).</li> <li>– Высокий уровень шума квантования из–за низкой разрядности.</li> <li>– Критичны паразитные гармоники на высоких частотах.</li> </ul>
Время установления	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Микросекунды–миллисекунды.</li> <li>– Не рассчитаны на высокочастотные сигналы.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Единицы–десятки пикосекунд.</li> <li>– Оптимизированы для работы на ГГц–частотах.</li> </ul>
Архитектура и интерфейсы	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Параллельные интерфейсы (например, SPI, I<sup>2</sup>C) или низкоскоростные последовательные.</li> <li>– Простая одноканальная архитектура.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Последовательные интерфейсы (JESD204B/C) для передачи данных на гигабитных скоростях.</li> <li>– Встроенные буферы и конвейеры для минимизации задержек.</li> <li>– Поддержка многоканальности (dual/quad).</li> </ul>
Потребляемая мощность	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Низкая: мВт–сотни мВт.</li> <li>– Подходят для портативных устройств.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Высокая: 1–10 Вт (из–за высокой тактовой частоты и параллельных блоков).</li> <li>– Требуют активного охлаждения.</li> </ul>
Аналоговый выходной каскад	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Однополярные выходы.</li> <li>– Низкочастотная фильтрация.</li> <li>– Минимальные требования к согласованию.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Дифференциальные выходы с импедансом 50 Ом.</li> <li>– Встроенная компенсация искажений (pre–emphasis).</li> <li>– Поддержка работы на согласованную нагрузку.</li> </ul>
Температурная стабильность и джиттер	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Джиттер: пикосекунды–наносекунды.</li> <li>– Менее требовательны к температурной компенсации.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Джиттер: &lt;100 фс (критично для СВЧ–применений).</li> <li>– Термостабилизированные ядра.</li> </ul>
Стоимость	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Низкая (массовое производство).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Высокая (из–за сложности разработки и тестирования).</li> </ul>

Таким образом, быстродействующие ЦАП — это специализированные компоненты для высокочастотных систем (СВЧ, миллиметровые волны), широкополосных сигналов, систем реального времени (радиолокация, связь). Обычные же ЦАП ориентированы на точность и низкий уровень шума при низких частотах, экономичность и простоту интеграции, массовость и низкое энергопотребление.

Как уже было сказано в пункте 1.1, развитие метода прямого цифрового синтеза (DDS) привело к появлению формирователей сигналов на основе быстродействующих ЦАП, вычислительное ядро которых реализовано в виде ПЛИС. Формирователи на быстродействующих ЦАП используют заранее рассчитанные (или генерируемые в реальном времени) цифровые выборки сигнала: вычислительный блок на ПЛИС хранит либо формирует массив отсчётов, ЦАП с высокой тактовой частотой последовательно преобразует отсчёты в аналоговое напряжение, аналоговый тракт (фильтры, усилители) доводит сигнал до требуемых параметров.

Области применения формирователей на основе прямого цифрового синтеза и быстродействующих ЦАП будут зависеть от конкретных задач потребителей. Формирователи на основе прямого цифрового синтеза оптимальны в случаях, когда:

- нужна высокая точность и стабильность частоты (эталонные генераторы, синтезаторы);
- требуется быстрая перестройка частоты без разрыва фазы;
- достаточно стандартных форм сигналов и простых модуляций;
- критична простота реализации и низкая стоимость [25].

Формирователи на основе быстродействующих ЦАП предпочтительнее в случаях, когда:

- необходим широкий диапазон частот (СВЧ, миллиметровые волны);
- требуется генерация сложных сигналов (OFDM, MIMO, импульсные пачки с переменной формой);

- нужна динамическая реконфигурация в реальном времени (SDR, когнитивное радио);
- допустима более сложная архитектура ради гибкости и функциональности.

Рассмотрим один из случаев, когда формирователь сигналов на основе быстродействующих ЦАП используется для реализации квадратурной амплитудной модуляции (QAM) [26]. Принцип QAM заключается в разделении несущего колебания на два, которые имеют одинаковую частоту, но сдвинуты друг относительно друга на  $90^\circ$ . Обе волны модулируются по амплитуде, комбинация этих уровней представляет собой бинарную битовую картину. Данный вид модуляции дает возможность увеличить количество возможных состояний сигнала, что позволяет увеличить пропускную способность канала связи.

На рисунке 1.2.1 приведена структурная схема радиопередатчика на основе ЦАП, реализующих квадратурную модуляцию QAM [27].

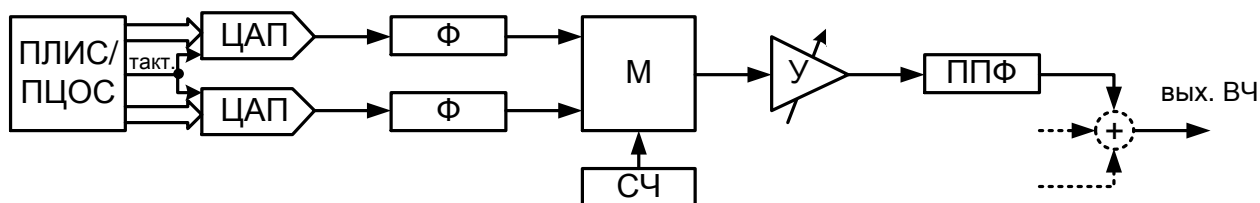


Рисунок 1.2.1 – Структурная схема радиопередатчика на основе ЦАП

Схема формирует квадратурный сигнал следующим образом. Цифровой поток данных, сформированный ПЛИС или ПЦОС, разделяется на два канала и подаётся на синхронизированные ЦАП. В одном канале (I ЦАП) преобразуется синфазная составляющая, в другом (Q ЦАП) — квадратурная. После цифро-аналогового преобразования сигналы проходят через фильтры (Ф). Затем они поступают на квадратурный модулятор (М). Именно тип модулятора задаёт промежуточную частоту выходного сигнала. Ширина рабочей полосы частот системы в каждый момент времени ограничена наименьшей из полос пропускания ключевых компонентов: ЦАП, полосно-пропускающего фильтра

(ППФ) и усилителя мощности (У). В некоторых случаях ее величины недостаточно: например, некоторым видам СВЧ-ретрансляторов или системам многодиапазонного радио требуются каналы, ширина которых достигает 2 ГГц [28]. В обычных радиосистемах эта проблема решается объединением нескольких радиостанций, по одной для каждой полосы, в цепь. Схема, представленная на рисунке 1.2.1, обладает рядом недостатков. Так, параметры выходного сигнала могут не соответствовать проектным из-за производственных допусков электронных компонентов и нестабильной работы блоков при изменении температуры [27]. Также снижается спектральная чистота выходного сигнала ЦАП из-за наложения гармонических искажений и образов основной частоты, что провоцирует усиление паразитных помех в используемой полосе. Более трудоемким становится процесс формирования частотного плана многоканальных передающих систем из-за конечной величины развязки аналогового квадратурного модулятора, что требует дополнительных мер по подавлению взаимных помех между каналами [29, 30].

Быстродействующие ЦАП с повышенной тактовой частотой позволяют оптимизировать архитектуру радиопередающих устройств. На рисунке 1.2.2 приведена структурная схема цифрового радиопередающего устройства с быстродействующим ЦАП [27, 29, 31, 32].

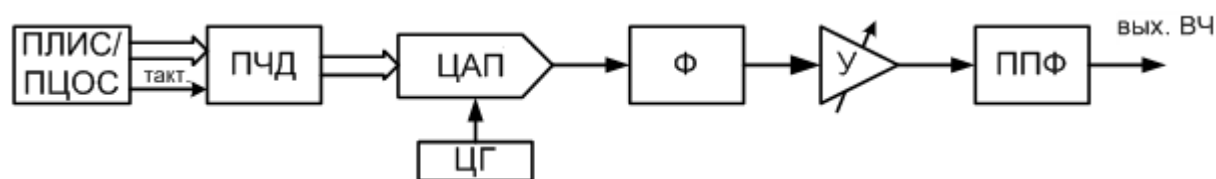


Рисунок 1.2.2 – Структурная схема цифрового радиопередающего устройства с быстродействующим ЦАП

Так как быстродействующий ЦАП в составе формирователя способен синтезировать сигналы сразу на требуемой выходной частоте, отпадает необходимость использования квадратурного модулятора или повышающего преобразователя частоты. Таким образом, архитектура формирователей упрощается из-за уменьшения аппаратных средств при их изготовлении.

Цифровой генератор (ЦГ) формирует тактовую частоту ВЧ ЦАП, модулированный сигнал с ПЛИС при этом подаётся на преобразователь частоты дискретизации (ПЧД). Данный блок выполняет комплекс операций обработки сигнала, включая интерполяцию, цифровую фильтрацию, синхронизацию и мультиплексирование данных. На базе такой структуры формирователей можно построить множество реконфигурируемых или программно-определяемых систем при помощи замены усилителей мощности и полосовых фильтров [33].

Еще одним видом формирователей радиосигналов, в которых ЦАП играют ключевую роль, являются системы на основе SDR-технологий (Software Define Radio) [34]. Общепринятый перевод этого термина на русский язык звучит как «программно-определяемое радио» [35]. Системы на основе SDR являются программно конфигурируемыми. Это означает, что их рабочие параметры, такие как тип модуляции, выходная мощность, рабочий диапазон частот и т.п., могут изменяться в процессе эксплуатации при помощи программного обеспечения. В таких системах невозможно поменять лишь характеристики, заданные производителем аппаратно, например разрядность, предельные значения рабочих параметров и т.п. [36].

В качестве примера использования ЦАП в таких системах рассмотрим структурную схему передатчика сигналов на основе технологии SDR – рисунок 1.2.3 [37].

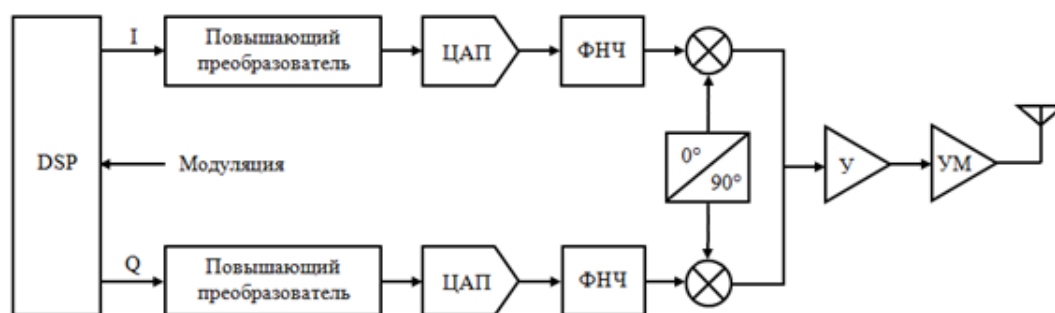


Рисунок 1.2.3 – Структурная схема передатчика на основе SDR-технологии

DSP-модулятор (Digital Signal Processing) осуществляет цифровую обработку передаваемого сигнала, разделяя его на синфазную (I) и квадратурную

(Q) составляющие. Параметры компонент определяют вид сложной модуляции, реализуемой этим же блоком. Далее каждая составляющая преобразуется в аналоговую форму отдельными, но синхронизированными ЦАП. При этом частота дискретизации ЦАП определяет максимальную полосу передаваемого сигнала. После фильтрации от нежелательных спектральных компонент оба сигнала подаются на квадратурный смеситель, предназначенный для повышения основной частоты до частоты передачи. После увеличения уровня полученного радиосигнала до требуемой мощности, он поступает на передающую антенну.

Достоинствами данной схемы являются ее гибкость (меняя программное обеспечение блока DSP, можно переключаться между видами модуляции без аппаратных изменений); широкополосность; снижение стоимости и габаритов устройства ввиду того, что большинство преобразований осуществляется в цифровой области; масштабируемость (возможность построения многодиапазонных систем и систем MIMO путем добавления дополнительных блоков (ЦАП, смесителей и т.п.)).

Еще одной концепцией, расширяющей применение SDR-технологий, является когнитивное радио (Cognitive Radio System – CRS). Система когнитивного радио – это радиосистема, функционирующая на основе постоянного изучения окружающей электромагнитной среды и своего внутреннего состояния, использующая полученные знания для динамической корректировки своих эксплуатационных параметров и протоколов в интересах достижения поставленных целей [37]. В качестве примера рассмотрим структурную схему радиосистемы на основе технологии CRS – рисунок 1.2.4 [31].

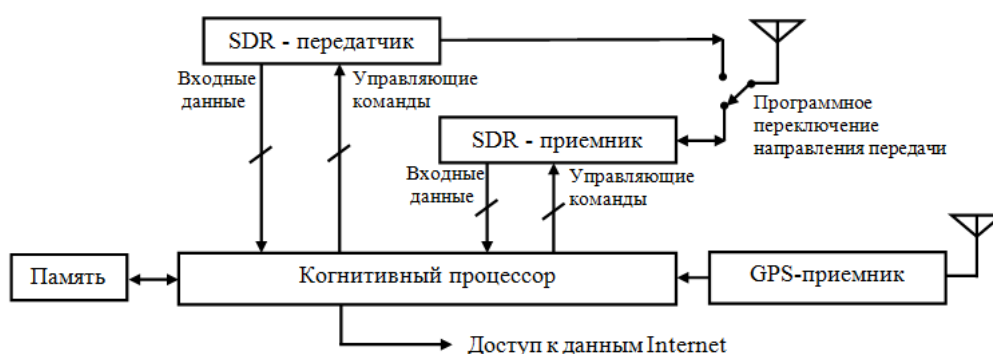


Рисунок 1.2.4 – Структурная схема CDR-радиосистемы

И SDR-приемник, и SDR-передатчик в приведенной схеме поддерживают работу с различными видами сложной модуляции. Когнитивный процессор анализирует входные данные и их статусы, на основании которых принимает решения о поведении системы в конкретных ситуациях. Шаблоны принятия решений хранятся в памяти и также могут им использоваться для формирования управляющих команд. Ключевым аспектом данной радиосистемы является возможность динамического доступа к спектру (DSA). В этом случае система способна обнаружить и настроиться на свободный канал, что в разы повышает эффективность использования частотного спектра. Когнитивное радио непрерывно отслеживает состояние эфира, включая наличие помех, уровень сигнала и занятость каналов. На основе этих данных система корректирует свои параметры: частоту, модуляцию, мощность передачи и протоколы связи. Такие системы распределяют ресурсы спектра между пользователями, учитывая требования к качеству обслуживания. Это может включать выбор каналов, управление мощностью передачи и использование направленных антенн для минимизации помех. Широкое развитие когнитивного радио обусловлено его преимуществами, такими как: повышение эффективности использования спектра за счёт динамического распределения ресурсов, возможность работы в различных беспроводных сетях, адаптация к изменяющимся условиям среды и минимизация помех.

Таким образом, показано, что быстродействующие ЦАП являются критически важным элементом современных формирователей радиосигналов, определяющим их ключевые характеристики: полосу, точность, динамический диапазон и спектральную чистоту. Развитие технологий ЦАП открывает новые возможности для создания радиосистем с расширенными функциональными возможностями — от программно-определяемых радио (SDR) до систем 5G/6G и радиофотоники.

### 1.3 Специальные режимы работы быстродействующих ЦАП и их применение при формировании радиосигналов

Как отмечалось в пункте 1.1, применение полосовой фильтрации для выделения спектральных компонент, расположенных в высших зонах Найквиста (рисунок 1.3.1), дает возможность синтезировать сигналы, частота которых превышает тактовую частоту преобразования [38–41]. Подобное решение способствует оптимизации энергопотребления ЦАП и снижению скорости передачи данных в основной полосе.

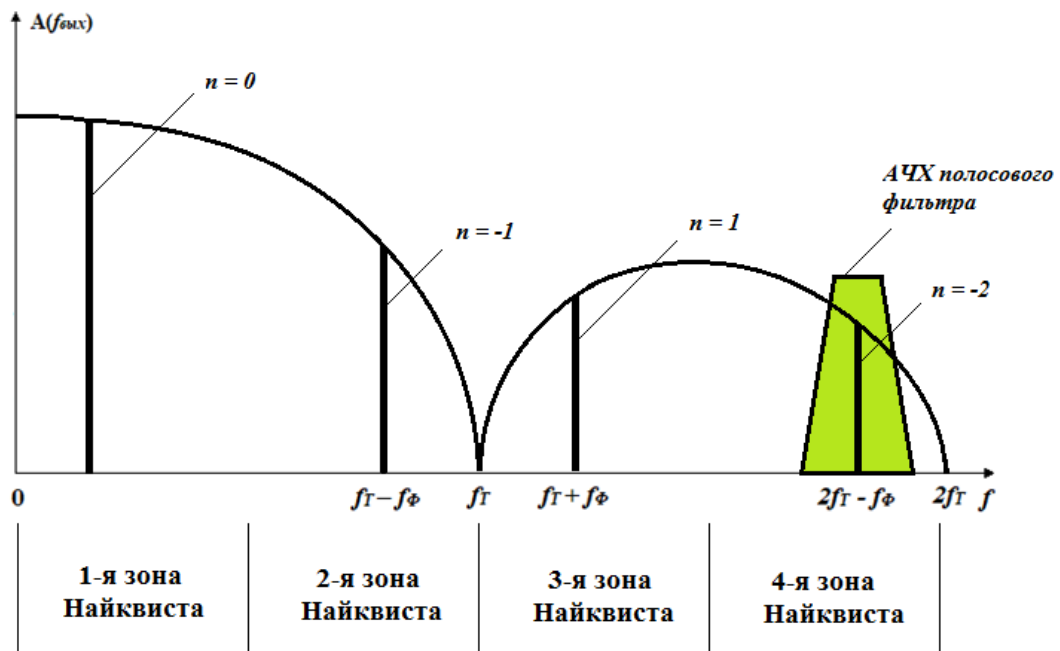


Рисунок 1.3.1 – Выделение образа основной частоты  $n = -2$  в спектре ЦАП формирователя радиосигналов при помощи полосового фильтра

Однако применение спектральных образов высоких порядков ограничено влиянием функции  $\text{sinc}(x)$ . Из-за специфической формы огибающей спектра амплитуда полезных составляющих во 2-й, 3-й и 4-й зонах Найквиста оказывается на 10–20 дБ ниже по сравнению с основной частотой в первой зоне. К тому же при формировании многоканального или широкополосного сигнала в этих зонах Найквиста наблюдается неравномерность в полосе до 3...5 дБ [42]. Для повышения эффективности использования образов основной частоты

применяются высокоскоростные ЦАП с измененной архитектурой выходных каскадов. Этот подход позволяет менять форму импульсов восстановления на выходе ЦАП, в результате чего энергетические соотношения между гармониками спектра также меняются. Огибающая спектральной характеристики на выходе ЦАП в этом случае становится отличной от вида  $\text{sinc}(x)$ , что позволяет увеличивать амплитуды образов, находящихся в высших зонах Найквиста, относительно основной выходной частоты. Режимы работы выходных каскадов ЦАП, характеризующиеся импульсами восстановления и формой огибающей спектра, отличными от основного традиционного режима, получили название *специальных режимов работы быстродействующих ЦАП*.

Традиционный режим работы ЦАП основан на двухключевой архитектуре выходных каскадов – рисунок 1.3.2 [43,44].

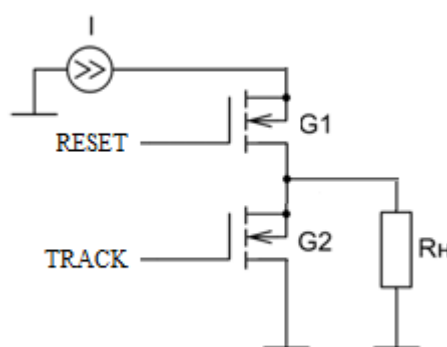


Рисунок 1.3.2 – Двухключевая архитектура выходных каскадов ЦАП

Форма импульсов восстановления в режиме NRZ характеризуется отсутствием возврата к нулю. Токвый выход каждого разряда ЦАП в данном случае подключается двумя ключами к земле и к источнику питания [44]. Благодаря такой структуре источник тока каждого из разрядов можно подключать или отключать от выхода ЦАП на весь период тактового сигнала. Для реализации режима с возвратом к нулю (return-to-zero mode или RZ) [45] в схему выходного каскада ЦАП включаются дополнительные транзисторы, которые обеспечивают отключение выхода ЦАП от источника тока на второй половине тактового сигнала. В случае работы ЦАП в режиме с возвратом к нулю, огибающая спектра

выходного сигнала также будет иметь форму «синуса Котельникова» ( $\sin x/x$ ), однако нули функции будут приходиться на частоты, кратные  $2f_T$ . Данный режим особенно эффективен в случае необходимости синтеза широкополосных сигналов в 1-й и 2-й зонах Найквиста, так как огибающая спектральной характеристики на этих частотах более выровнена по сравнению с основным режимом работы.

Для формирования двухполярных импульсов восстановления на выходе ЦАП используют четырехключевую архитектуру выходных каскадов (quad-switch architecture) [46] — рисунок 1.3.3.

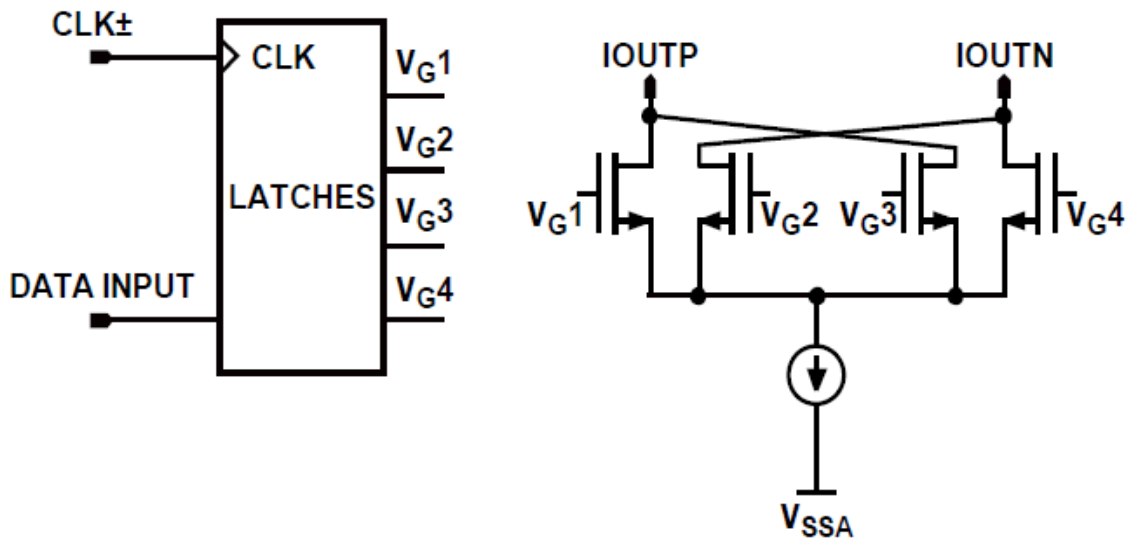


Рисунок 1.3.3 – Четырехключевая транзисторная архитектура выходных каскадов

Данная архитектура позволяет маскировать кодозависимые выбросы (code-dependent glitches), характерные для традиционных ЦАП с двухканальной коммутацией. На рисунке 1.3.4 приведено сравнение выходных сигналов обычного ЦАП (двухканальная архитектура) и ЦАП с четырехключевой транзисторной архитектурой [47].

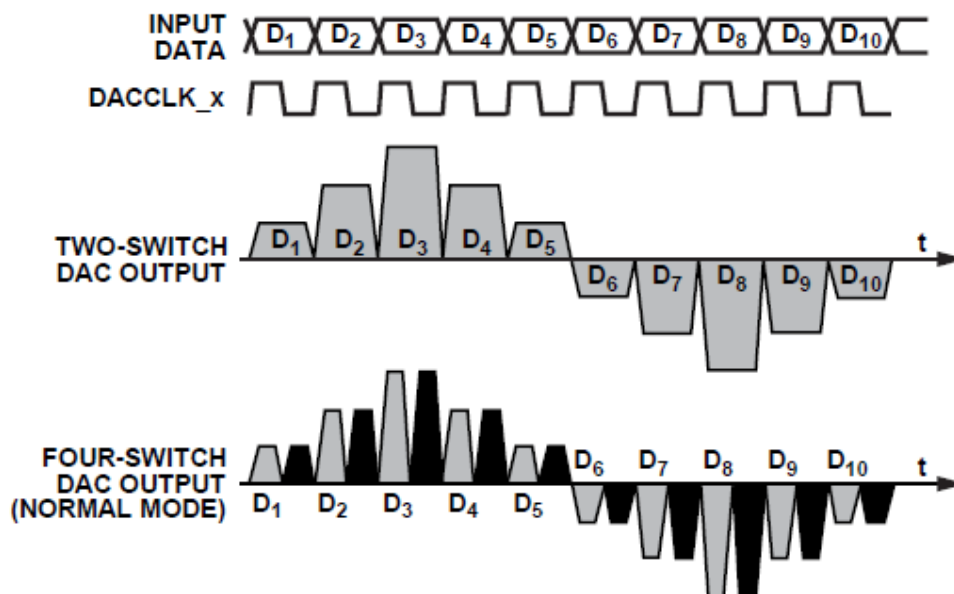


Рисунок 1.3.4 – Формы выходного сигнала двухключевой и четырехключевой ячейки

В двухканальной архитектуре кодозависимый выброс возникает каждый раз, когда ЦАП переходит в иное состояние (например, из состояния D<sub>1</sub> в состояние D<sub>2</sub>). Такие выбросы приводят к увеличению уровня нелинейных искажений в выходном сигнале ЦАП. В четырехключевой архитектуре (независимо от текущих кодовых комбинаций) на каждом полупериоде тактового сигнала переключаются ровно два транзистора. Это исключает кодозависимые выбросы. Такая архитектура ЦАП позволяет обновлять данные на каждом полупериоде тактового сигнала, поскольку половина транзисторов изменяет своё состояние по фронту тактовых импульсов, а вторая – по их срезу [48,49]. Эта особенность позволяет ЦАП работать в одном из трех режимов: *non-return-to-zero mode* или NRZ, *return-to-zero mode* или RZ, *radio frequency mode (mix mode)* или RF. Режим работы NRZ установлен по умолчанию. В каждом режиме работы ядро ЦАП представлено новыми выборками данных на тактовом фронте: в режиме RZ данные при восходящем фронте тактового сигнала и при падающем фронте равны нулю, а в режиме mix-mode выборка падающего фронта является просто дополнением значения выборки восходящего фронта [50, 51].

При использовании режима *mix-mode* (RF) выходной сигнал эффективно обрезается с частотой дискретизации ЦАП. Эта операция приводит к уменьшению мощности основного сигнала при одновременном увеличении мощности образов, расположенных вокруг частоты дискретизации ЦАП, что улучшает их динамический диапазон. На рисунке 1.3.5 показаны формы выходного сигнала ЦАП в режимах работы RZ и RF [47].

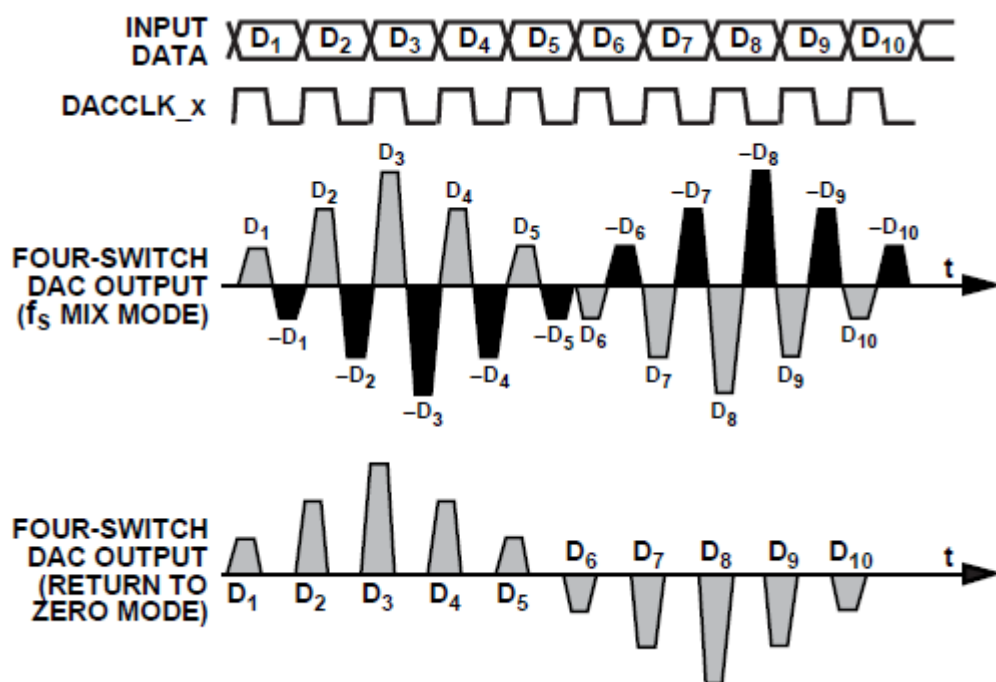


Рисунок 1.3.5 – Формы выходного сигнала ЦАП в режимах RF и RZ

В зависимости от выбранного режима работы пользователь получает возможность размещать несущую частоту в различных зонах Найквиста.

Переключение между специальными режимами работы изменяет характер огибающей спектральной характеристики выходного сигнала ЦАП. На рисунке 1.3.6 видно, что ее форма в режимах работы RZ и RF отлична от огибающей выходного сигнала ЦАП в режиме NRZ, изменяющейся по закону  $\text{sinc}(x)$ . Во 2...11-й зонах Найквиста наблюдается рост амплитуд некоторых образов от нескольких единиц до десятков децибел, что объясняется перераспределением энергии в спектре выходного сигнала. Также это влечет за собой значительное увеличение отношения сигнал/шум выходного сигнала.

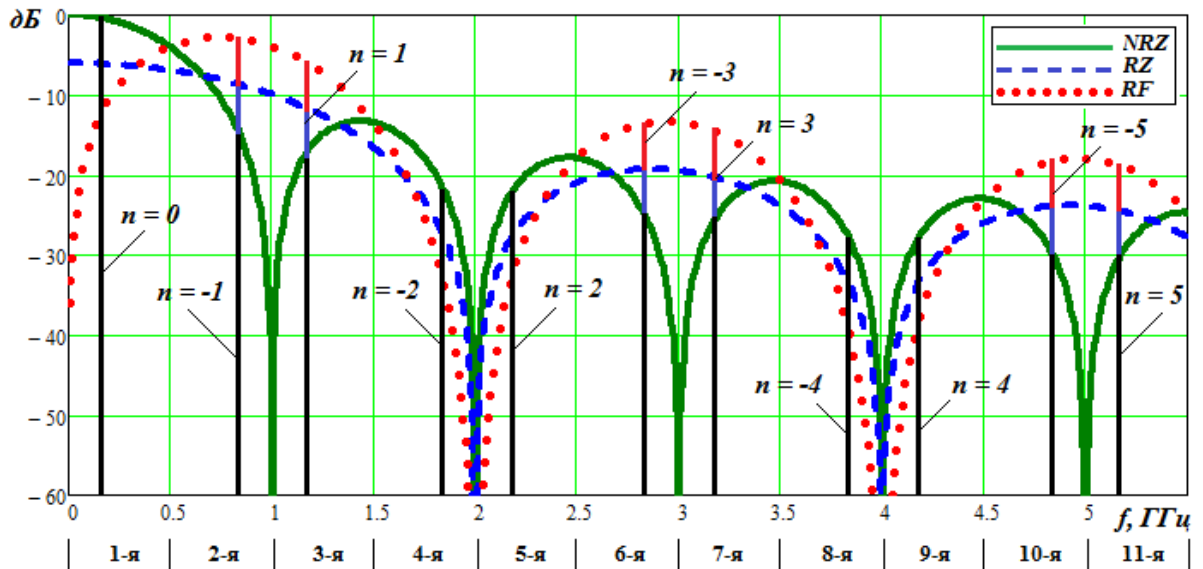


Рисунок 1.3.6 – Огибающая спектра выходного сигнала ЦАП в режимах работы NRZ, RZ, RF с указанием зон Найквиста

Отсюда можно сделать вывод, что применение специальных режимов работы быстродействующих ЦАП действительно способно увеличить выходную частоту формирователей радиосигналов путем увеличения амплитуды высокочастотных образов основной частоты изменением формы огибающей спектра выходного сигнала. Известные специальные режимы работы быстродействующих ЦАП реализованы в ряде микросхем крупнейших мировых фирм-производителей, таких как Analog Devices, Texas Instruments, Maxim Integrated и др. Это говорит об актуальности и перспективах дальнейших исследований и разработок в области данной тематики.

## 1.4 Выводы и постановка задачи исследования

1. Показано, что одним из основных недостатков метода прямого цифрового синтеза является проблема ограничения максимальной выходной частоты устройств формирования сигналов, тактовые частоты которых обычно не превышают 4 ГГц и недостаточны для освоения перспективных диапазонов СВЧ и КВЧ.

2. Проведен анализ основных методов повышения выходной частоты формирователей радиосигналов. Обоснована эффективность использования формирователей сигналов на основе быстродействующих ЦАП: тактовые частоты могут достигать значений свыше десяти ГГц, появляется возможность синтеза в широком диапазоне частот, возможна реализация сложных видов модуляции, доступна динамическая реконфигурация параметров.

3. Метод повышения выходной частоты формирователей радиосигналов при помощи высокочастотных образов основной частоты является перспективным по сравнению с другими рассмотренными способами. Однако основной традиционный режим работы быстродействующих ЦАП ограничивает возможность его применения из-за спада огибающей спектра выходного сигнала по закону  $\text{sinc}(x)$ , что вызывает уменьшение амплитуд образов, находящихся в высших зонах Найквиста. Решением данной проблемы является использование специальных режимов работы быстродействующих ЦАП. Форма огибающей спектра выходного сигнала ЦАП в случае их применения меняется из-за перераспределения энергетических соотношений между гармониками, что позволяет увеличить уровень амплитуд высокочастотных образов (копий спектра) основной частоты и, соответственно, уменьшить СПМ фазовых шумов в одиночной полосе частот. На текущий момент специальные режимы работы ЦАП относятся к числу малоисследованных областей радиоэлектроники. Недостаточная проработка методологии их использования в перспективных разработках подтверждает актуальность дальнейших исследований.

В связи с этим **целью** диссертационной работы является уменьшение уровня фазовых шумов быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы при повышении частоты формируемых радиосигналов за счет использования образов основной частоты в высших зонах Найквиста.

Поставленная цель предполагает решение следующих задач:

- выполнить анализ применения быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в формирователях высокочастотных радиосигналов;
- разработать математические модели быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы, использующие для повышения выходной частоты копии спектра (образы) основной частоты;
- разработать новые специальные режимы работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей для увеличения амплитуд копий спектра (образов) основной частоты в высших зонах Найквиста;
- разработать математические модели шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы;
- предложить алгоритм частотного планирования цифро-аналоговых преобразователей для определения параметров ЦАП из условия минимума фазовых шумов;
- рассмотреть примеры применения известных и предложенных специальных режимов работы цифро-аналоговых преобразователей для синтеза высокочастотных радиосигналов с низким уровнем фазовых шумов.

## ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБРАЗОВ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ

### 2.1 Математическая модель быстродействующего цифро-аналогового преобразователя в режимах NRZ и 2xNRZ

Спектр дискретного сигнала  $\dot{S}_d(\omega)$  формируется путем наложения бесконечного множества копий спектра исходного непрерывного сигнала, каждая из которых смещена относительно предыдущей на величину, определяемую частотой дискретизации [52]:

$$\dot{S}_d(\omega) = \frac{\dot{S}_0(\omega)}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}\left(\omega - \frac{2\pi n}{T}\right), \quad (2.1.1)$$

где  $\dot{S}(\omega)$  — спектр основного колебания;  $\omega_T = 2\pi f_T$  — частота дискретизации;  $T = 2\pi/\omega_T$  — период дискретизации.

Форма огибающей спектра  $\dot{S}_0(\omega)$  определяется передаточной характеристикой используемого ЦАП [42]:

$$\dot{S}_0(\omega) = A_0 T \frac{\sin(\omega T / 2)}{(\omega T / 2)} e^{-j\omega T / 2}, \quad (2.1.2)$$

где  $A_0$  — амплитудный коэффициент.

Передаточная характеристика ЦАП зависит от формы и длительности тактовых импульсов [29], что непосредственно влияет на амплитудное распределение спектральных образов основного колебания на выходе.

Интерполяция нулевого порядка, реализуемая путем тактирования сигнала ЦАП прямоугольными импульсами длительностью  $T$  (рисунок 2.1.1, а), лежит в основе режима работы ЦАП, называемого *non-return-to-zero* (NRZ) или *normal mode* (нормальный режим).

Огибающая спектра выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме NRZ определяется выражением [42]:

$$\dot{S}_0(\omega) = \dot{S}_{NRZ}(\omega) = A_0 T \frac{\sin(\omega T/2)}{(\omega T/2)} = A_0 T \operatorname{sinc}(\omega T/2). \quad (2.1.3)$$

С учетом  $\omega = 2\pi f$ ,  $T = 1/f_T$ ,  $f = f_T |n + K_{ЦАП}|$  и  $\omega = 2\pi f_T |n + K_{ЦАП}|$  [51] выражение (2.1.3) можно представить в виде:

$$\dot{S}_0(\omega) = \dot{S}_{NRZ}(\omega) = A_0 T \frac{\sin(\omega T/2)}{(\omega T/2)} = A_0 \frac{1}{f_T} \frac{\sin\left(\frac{2\pi f_T |n + K_{ЦАП}| \cdot \frac{1}{f_T}}{2}\right)}{\frac{2\pi f_T |n + K_{ЦАП}| \cdot \frac{1}{f_T}}{2}}.$$

С учетом нормировки и  $A_0=1$  получим выражение для коэффициента передачи по амплитуде [51]:

$$K_{NRZ}(K_{ЦАП}, n) = \frac{\sin(\pi |n + K_{ЦАП}|)}{(\pi |n + K_{ЦАП}|)}, \quad (2.1.4)$$

где  $n$  — номер образа основной частоты.

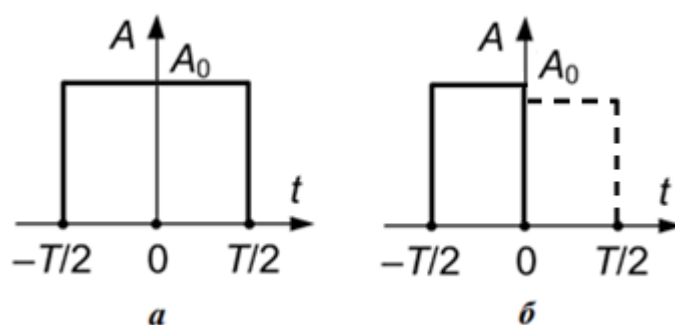


Рисунок 2.1.1 – Форма тактовых импульсов в различных режимах работы быстродействующих ЦАП: NRZ(*a*), 2xNRZ(*б*)

На рисунке 2.1.2 показан нормированный относительно  $A_0 T$  модуль огибающей спектра в режиме NRZ  $|\dot{S}_{NRZ}(\omega)|$ , выраженный в децибелах. Огибающая частотной характеристики в данном режиме описывается функцией синуса Котельникова  $\sin(x)/x$ , с нулями на частотах  $\omega_k = k\omega_T$  при  $k=1,2, \dots$ . Спектр дискретного сигнала содержит повторяющиеся образы основного колебания,

расположенные с интервалом, соответствующим частоте  $\omega_T$ . Фильтрация выходного сигнала ЦАП позволяет выделить копии спектра, которые позволяют формировать сигнал на частотах, превышающих тактовую частоту преобразования [38–41]. В высших зонах Найквиста наблюдается снижение амплитуд образов на 10–25 дБ относительно амплитуды основного колебания (рисунок 2.1.2), что обусловлено формой огибающей спектра, соответствующей синусу Котельникова; дополнительно при формировании широкополосных или многоканальных сигналов в этих зонах в режиме NRZ фиксируется существенная неравномерность амплитудно-частотной характеристики в рабочей полосе пропускания — до 3–5 дБ [42].

Эти ограничения можно преодолеть с помощью быстродействующих ЦАП. При этом существуют два способа их применения. Первый подход состоит в расширении зон Найквиста за счёт существенного повышения тактовой частоты ЦАП в режиме работы NRZ. Для снижения неравномерности частотной характеристики ЦАП в первой зоне Найквиста дополнительно применяется корректирующая функция вида  $x/\sin(x)$  [13]. Вторым подходом является разработка и внедрение новых специальных режимов работы быстродействующих ЦАП, реализующихся путем изменения формы и длительности тактовых импульсов. Так, режим работы 2xNRZ реализован путем модификации тактового импульса таким образом, что на одном интервале восстановления  $T$  находятся сразу два отсчета (рисунок 2.1.1, б). При этом амплитуда второго отсчета отлична от амплитуды первого и определяется цифровым интерполирующим КИХ-фильтром FIR85, основанном на архитектуре Quad Switch [13].

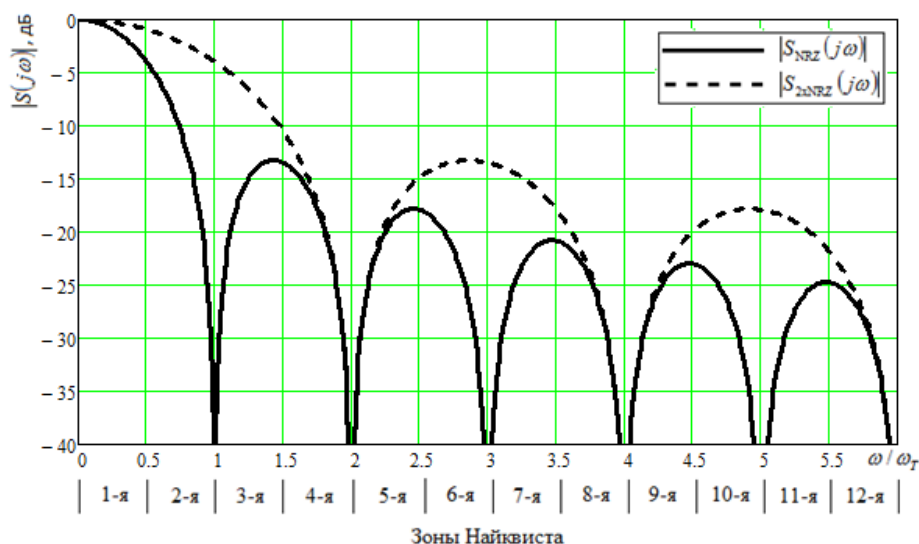


Рисунок 2.1.2 – Модули огибающей спектра на выходе ЦАП в режимах работы NRZ и 2xNRZ

Огибающая спектра выходного сигнала высокоскоростного ЦАП в режиме работы 2xNRZ описывается выражением:

$$\dot{S}_0(\omega) = \dot{S}_{2xNRZ}(\omega) = A_0 T \frac{\sin\left(\frac{\omega T/2}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T/2}{2}\right)} = A_0 T \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T}{4}\right) \quad (2.1.5)$$

Коэффициент передачи амплитуды ЦАП в режиме работы 2xNRZ [51]:

$$K_{2xNRZ}(K_{ЦАП}, n) = \frac{\sin\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{2}\right)}{\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{2}\right)}. \quad (2.1.6)$$

Анализ графиков на рисунке 2.1.2 показывает, что при использовании режима 2xNRZ характер огибающей частотной характеристики меняется: нули огибающей смещаются в область частот, кратных удвоенному значению тактовой частоты ( $2\omega_T$ ,  $4\omega_T$  и т.д.). При этом амплитуды образов основной частоты во 2-ой, 3-ей, 6-ой, 7-ой и других зонах Найквиста существенно возрастут. Таким образом, образы основной частоты в режиме 2xNRZ можно использовать для формирования сигналов с амплитудой большей, чем на 6 дБ, а значит, с меньшим уровнем шумов.

## 2.2 Математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы RZ, RF, RFZ, RFZ2

Режим работы быстродействующего ЦАП RZ — return-to-zero mode или режим с возвратом к нулю [13, 29, 53], получен путем уменьшения длительности тактовых импульсов режима NRZ. В этом случае ширина импульса определяется интервалом времени  $-\tau/2 < t < \tau/2$  — рисунок 2.2.1.

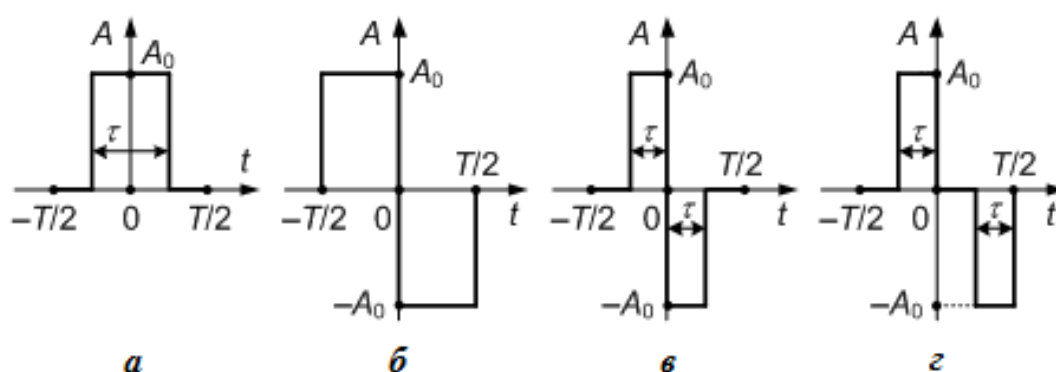


Рисунок 2.2.1 – Форма тактовых импульсов в различных режимах работы ЦАП: RZ(a), RF(б), RFZ(в), RFZ2(г)

Спектральный состав  $\dot{S}_{d2}(\omega)$  выходного сигнала ЦАП в режиме работы RZ соответствует спектру сигнала в режиме NRZ [7,49,54]

$$\dot{S}_{d2}(\omega) = \dot{S}_{RZ}(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}\left(\omega - \frac{2\pi n}{T}\right). \quad (2.2.1)$$

Огибающую спектра  $\dot{S}_{RZ}(\omega)$  в данном режиме работы можно выразить, используя  $\dot{S}_{NRZ}(\omega)$  [42,54]:

$$\dot{S}_{RZ}(\omega) = \frac{T}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{q0}(\tilde{\omega}) \dot{S}_{NRZ}(\omega - \tilde{\omega}) d\tilde{\omega} = \frac{A_0}{q} \cdot \frac{\sin(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)} = \frac{A_0}{q} \cdot \text{sinc}\left(\frac{\omega T}{2q}\right), \quad (2.2.2)$$

где  $\dot{S}_{q0}(\omega) = \frac{1}{q} \cdot \frac{\sin(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)}$ ;  $q = T/\tau$  — скважность тактовых импульсов (на рисунке 2.2.1, а  $q = 2$ ).

Коэффициент передачи амплитуды в режиме работы RZ имеет вид [21,51]:

$$K_{RZ}(K_{ЦАП}, n) = \frac{1}{q} \cdot \frac{\sin\left(\pi \frac{|n + K_{ЦАП}|}{q}\right)}{\pi \frac{|n + K_{ЦАП}|}{q}}. \quad (2.2.3)$$

Применение тактовых импульсов с увеличенной скважностью обеспечивает кратное (в  $q$  раз) расширение частотной характеристики ЦАП — выражение (2.2.3). Данная особенность возникает из-за перераспределения амплитуд образов основной частоты. Модуль огибающей частотной характеристики на выходе ЦАП в режиме работы RZ представлен на рисунке 2.2.2. Как видно, такой режим позволяет использовать для повышения выходной частоты ЦАП четные образы ввиду увеличения их амплитуды по сравнению с режимом NRZ.

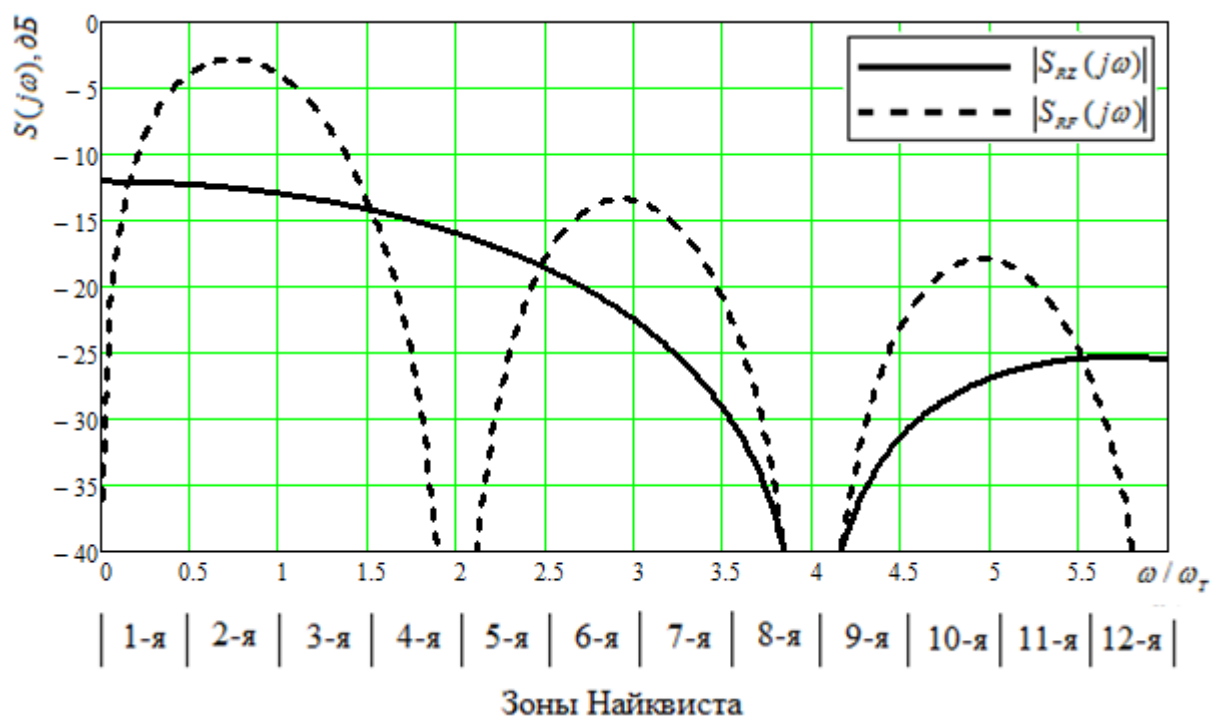


Рисунок 2.2.2 – Модули огибающей спектра на выходе ЦАП в режимах работы RZ и RF (при  $q = 4$ )

Изменение формы тактового импульса режима NRZ путем разделения его на два разнополярных импульса заданной длительности  $\tau = T/2$  (рисунок 2.2.1,б) послужило основой для разработки нового режима работы быстродействующего ЦАП — RF (*radio frequency* или *mix mode*) [13, 53]. По принципу, описанному

выше, получим выражение для комплексной огибающей спектра на выходе ЦАП в режиме работы RF [42]:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{RF}(\omega) &= A_0 \int_{-T/2}^0 \exp(-j\omega t) dt - A_0 \int_0^{T/2} \exp(-j\omega t) dt = \\ &= \frac{A_0 T}{2} \frac{\sin(\omega T/4)}{(\omega T/4)} \left[ \exp\left(j \frac{\omega T}{4}\right) - \exp\left(-j \frac{\omega T}{4}\right) \right] = j A_0 T \frac{\sin^2(\omega T/4)}{(\omega T/4)}. \end{aligned} \quad (2.2.4)$$

Коэффициент передачи амплитуды [18,49]:

$$K_{RF}(K_{ЦАП}, n) = \frac{2 \left( \sin \left( \frac{\pi |n + K_{ЦАП}|}{2} \right) \right)^2}{\pi |n + K_{ЦАП}|}. \quad (2.2.5)$$

Множитель  $\sin(\omega T/4)$ , аналогично режиму работы 2xNRZ, формирует нулевые отсчеты огибающей на частотах  $2\omega_T$ ,  $4\omega_T$  и т.д., что вдвое превышает тактовую частоту режима NRZ (рисунок 2.2.2) и позволяет использовать нечетные образы для формирования высокочастотного сигнала.

Режим RFZ (*radio frequency return-to-zero mode*) представляет собой частный случай режима RF [32]. Он формируется путем уменьшения ширины разнополярных импульсов относительно момента времени  $t = 0$ , что показано на рисунке 2.2.1,в. Выражение для комплексной огибающей в данном режиме работы имеет вид [42]:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{RFZ}(\omega) &= A_0 \int_{-\tau}^0 \exp(-j\omega t) dt - A_0 \int_0^{\tau} \exp(-j\omega t) dt = \\ &= j 2 A_0 \frac{T}{q} \cdot \frac{\sin(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)} \sin(\omega T/2q) = j 2 A_0 \frac{T}{q} \cdot \frac{\sin^2(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)}. \end{aligned} \quad (2.2.6)$$

Коэффициент передачи амплитуды в режиме работы RFZ [21,51]:

$$K_{RFZ}(K_{ЦАП}, n) = \frac{2 \left( \sin \left( \frac{\pi |n + K_{ЦАП}|}{q} \right) \right)^2}{\pi |n + K_{ЦАП}|}. \quad (2.2.7)$$

Меняя величину скважности тактовых импульсов, можно заметить следующую особенность: при  $q=2$  выражения (2.2.6) и (2.2.4) совпадают, что

подтверждает вывод о том, что режим RFZ является частным случаем режима RF. При увеличении скважности до  $q=4$  тактовая частота возрастает в четыре раза относительно режима NRZ. [12]. На рисунке 2.2.3 приведен модуль огибающей частотной характеристики на выходе ЦАП в режиме работы RFZ. Изменение величины скважности тактовых импульсов  $q$  в этом режиме дает возможность увеличивать амплитуды нечётных либо чётных копий спектра.

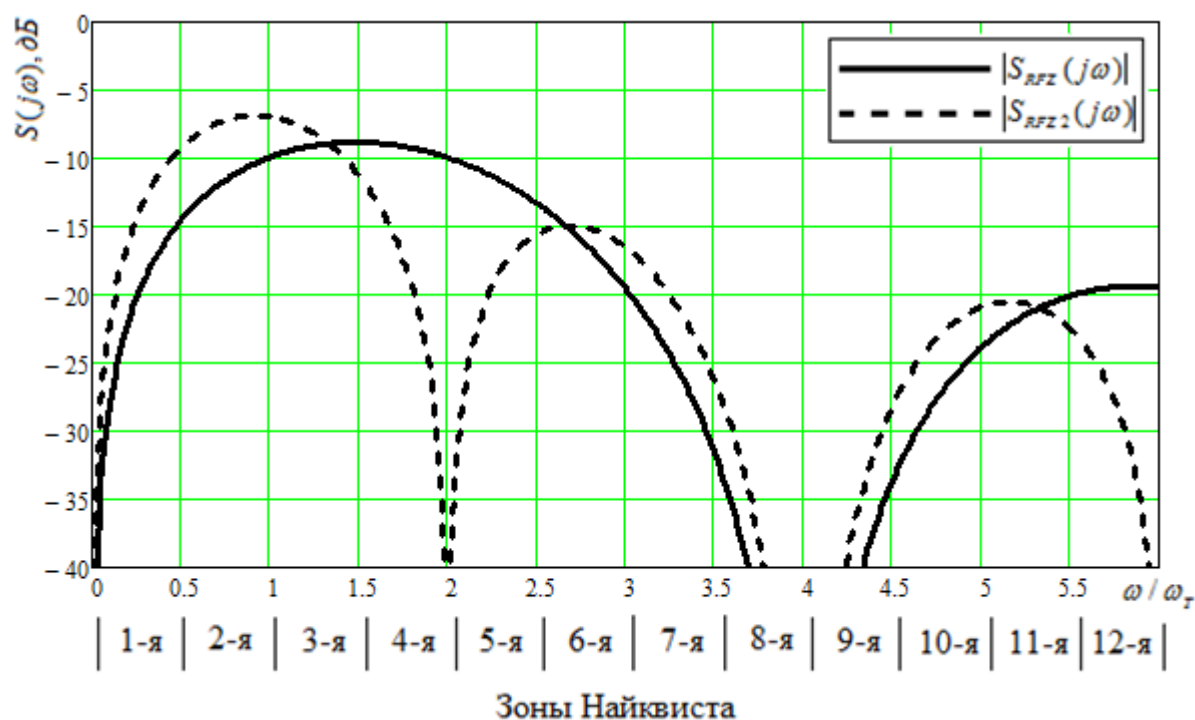


Рисунок 2.2.3 – Модули огибающей спектра на выходе ЦАП в режимах работы RFZ и RFZ2 (при  $q = 4$ )

Режим работы быстродействующих ЦАП RFZ2 был разработан путем сдвига моментов времени изменения длительности разнополярных импульсов  $t=0$  и  $t=T/2$  — рисунок 2.2.1,з. При этом их длительность остается равной  $\tau < T/2$ .

Огибающая спектра выходного сигнала в этом режиме описывается выражением [42]:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{RFZ2}}(\omega) &= A_0 \int_{-\tau}^0 \exp(-j\omega t) dt - A_0 \int_{T/2-\tau}^{T/2} \exp(-j\omega t) dt = \\ &= j2A_0 \frac{T}{q} \cdot \frac{\sin(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)} \sin(\omega T/4) \exp\left[ j\omega T \left( \frac{1}{2q} + \frac{1}{4} \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.2.8)$$

Выражение для коэффициента передачи амплитуды для режима работы RFZ2 [21,51]:

$$K_{\text{RFZ2}}(K_{\text{ЦАП}}, n) = \frac{2 \left( \sin \left( \frac{\pi |n + K_{\text{ЦАП}}|}{q} \right) \right) \cdot \sin \left( \frac{\pi |n + K_{\text{ЦАП}}|}{2} \right)}{\pi |n + K_{\text{ЦАП}}|}. \quad (2.2.9)$$

Структура (2.2.8) отлична от выражения (2.2.6) наличием множителей  $\sin(\omega T/4)$  (формирует нулевые отсчеты огибающей на частотах  $2\omega_T, 4\omega_T$ ) и  $\exp[\dots]$  (определяется смещением тактовых импульсов вдоль оси времени). Модуль огибающей спектра на выходе ЦАП в режиме работы RFZ2 показан на рисунке 2.2.3.

### 2.3 Исследование спектров выходного сигнала быстродействующего цифро-аналогового преобразователя в специальных режимах работы

В Simulink (среде графического программирования на базе MATLAB) была создана дискретная модель быстродействующего ЦАП для синтеза сигналов в различных режимах его работы (рисунок 2.3.1).

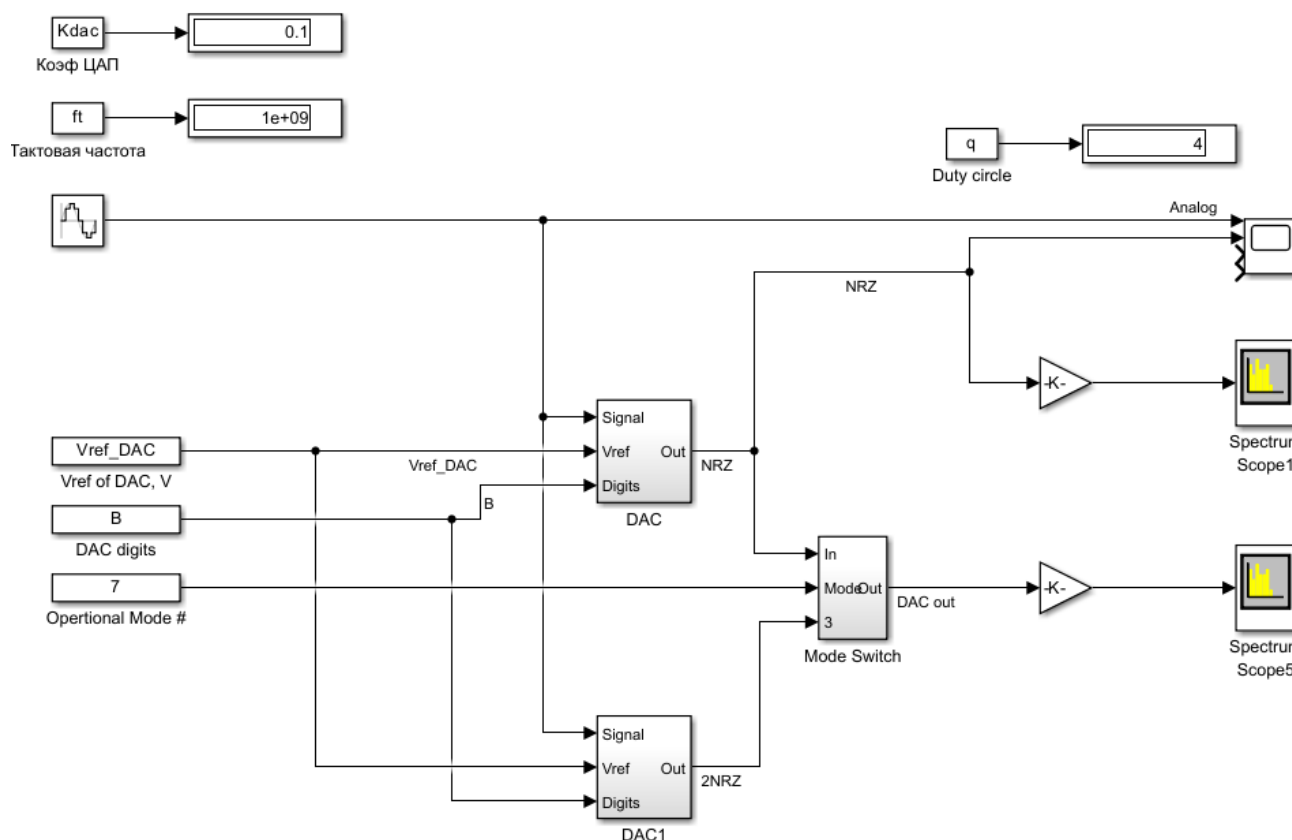


Рисунок 2.3.1 – Дискретная модель быстродействующего ЦАП со специальными режимами работы

Ключевые параметры ЦАП задаются при помощи блоков:  $K_{dac}$  — коэффициент передачи ЦАП, равный  $K_{ЦАП} = f_{ЦАП} / f_T$ ;  $f_T$  — тактовая частота ЦАП;  $q$  — скважность тактовых импульсов, равная  $q = T / \tau$ , где  $T$  — период импульсов восстановления,  $\tau$  — длительность импульса.

Блок DAC предназначен для формирования выходного сигнала ЦАП в режиме работы NRZ. В этом блоке происходит обработка синусоидального сигнала, квантованного по уровню амплитуд. Для этого устанавливается параметр

опорного напряжения ЦАП ( $V_{ref\_DAC}$ ), а также задается величина разрядности ЦАП (блок DAC digits). Выходной сигнал данного блока представляет собой сигнал ЦАП в режиме NRZ. Блок DAC1 релизует сигнал 2xNRZ, отличающийся от NRZ удвоенным значением тактовой частоты. Выходные сигналы двух этих блоков будут являться базовыми для создания других режимов работы. Блок Mode Switch синтезирует выходные сигналы ЦАП в других специальных режимах работы. Выбор режима для моделирования осуществляется при помощи блока Operational Mode. Анализатор спектра Spectrum Scope5 отображает спектр сигнала в выбранном режиме работы, Spectrum Scope1 — только в режиме NRZ. Осциллограф Scope показывает временные реализации сигналов (квазисинусоидального и режима NRZ) в виде осциллограмм, полученных математическим моделированием.

На рисунках 2.3.2 и 2.3.3 представлены диаграммы выходного сигнала ЦАП во временной области в режимах работы NRZ, 2xNRZ, RZ, RF, RFZ и RFZ2, сформированные в блоке Mode Switch и снятые при помощи осциллографа. Результаты моделирования полностью соответствуют импульсным откликам для данных режимов работы, представленным на рисунках 2.1.1 и 2.2.1.

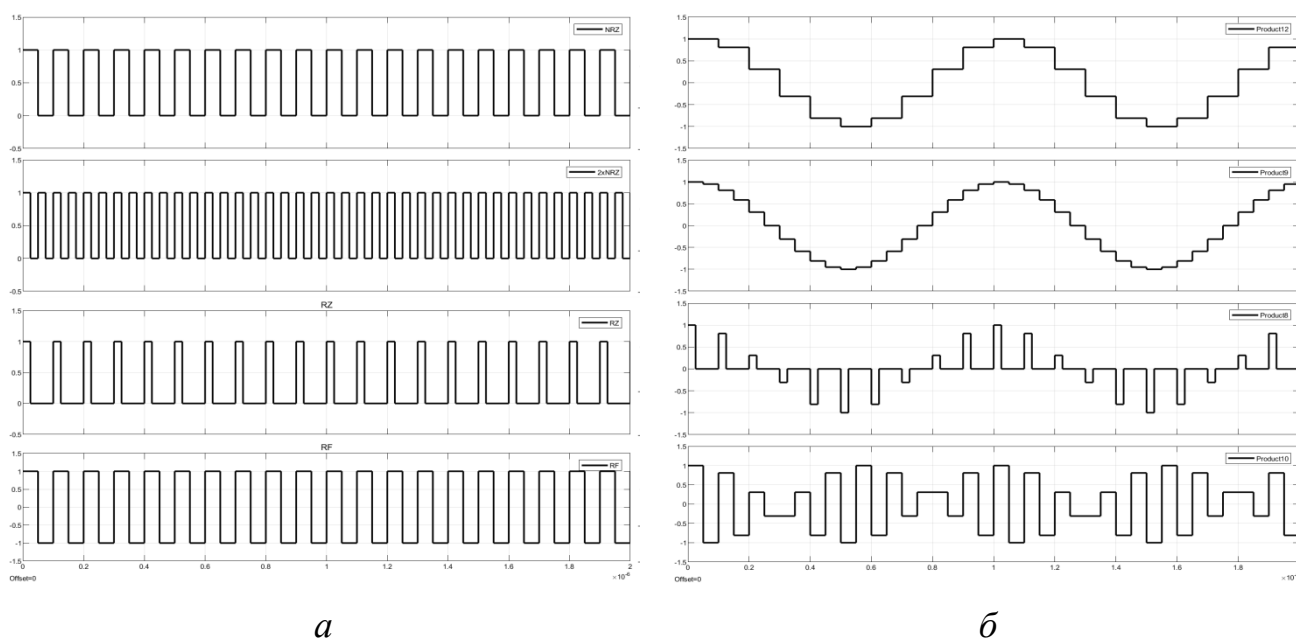


Рисунок 2.3.2 – Формы импульсов восстановления на выходе ЦАП (а); выходной сигнал ЦАП (б) в режимах работы NRZ, 2xNRZ, RZ и RF

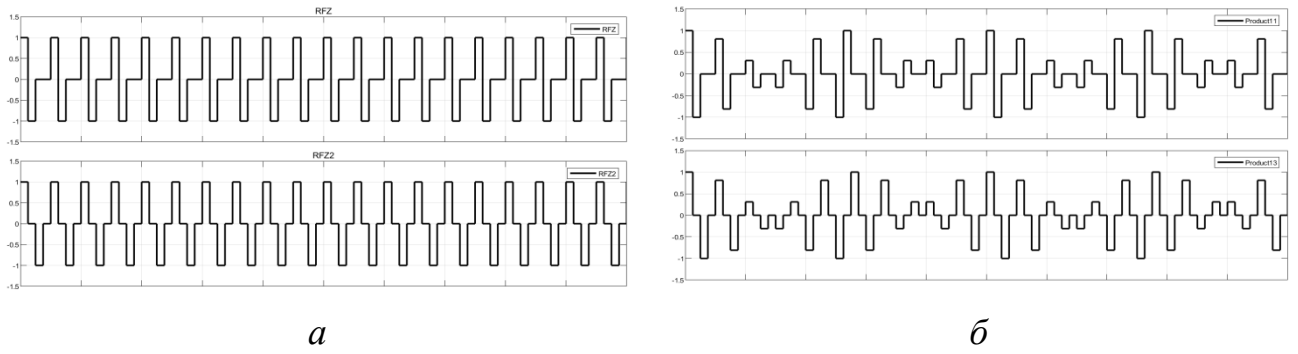


Рисунок 2.3.3 – Формы импульсов восстановления на выходе ЦАП (а); выходной сигнал ЦАП (б) в режимах работы RFZ и RFZ2

На рисунках 2.3.4 и 2.3.5 в качестве примеров приведены спектры выходного сигнала ЦАП, работающего в режимах работы NRZ и RFZ2 при значении коэффициента передачи ЦАП  $K_{\text{ЦАП}} = 0,25$  и величине тактовой частоты  $f_T = 1$  ГГц. Частота каждого спектра основной частоты определяется по формуле

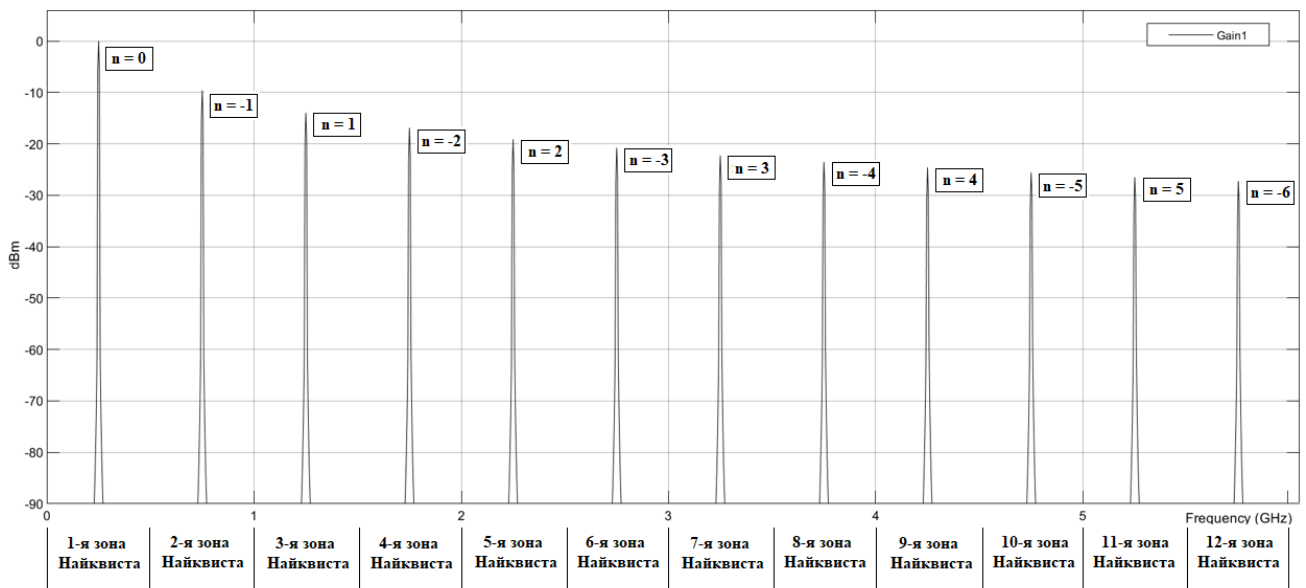
$$f_{\text{обп}} = f_T \cdot |n + K_{\text{ЦАП}}|.$$


Рисунок 2.3.4 – Спектр выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме работы NRZ при  $K_{\text{ЦАП}}=0,25$  и  $f_T = 1$  ГГц

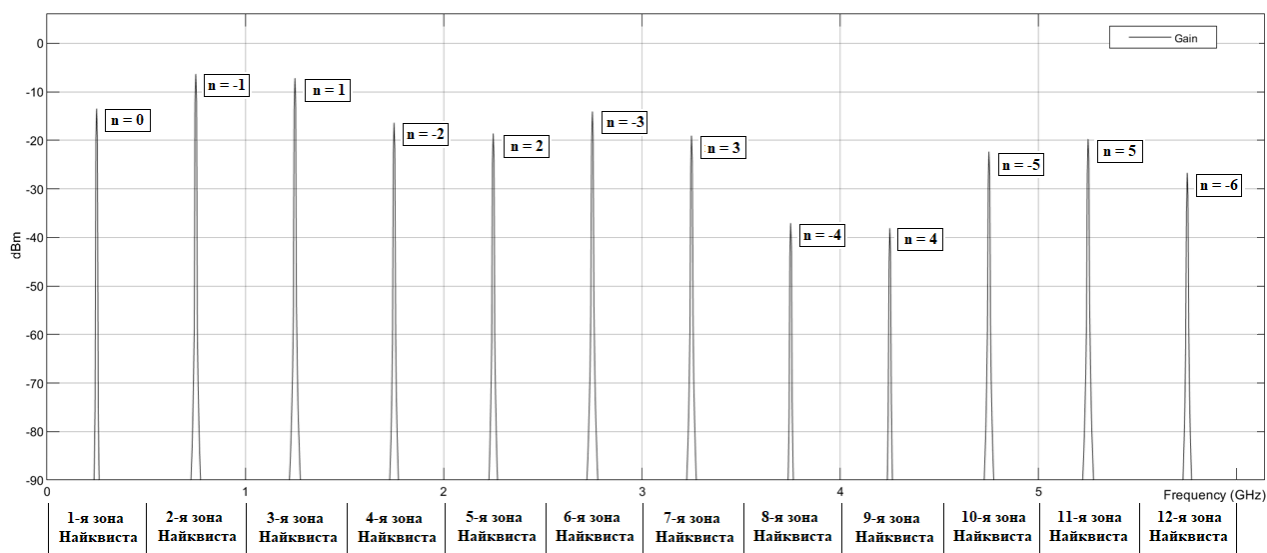


Рисунок 2.3.5 – Спектр выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме работы RFZ2 при  $K_{\text{ЦАП}}=0,25$  и  $f_T = 1$  ГГц

Математическое моделирование выходных сигналов ЦАП в частотной области позволило получить значения уровней амплитуд копий спектра в различных зонах Найквиста для режимов NRZ, 2xNRZ, RZ, RF, RFZ, RFZ2 в дБ. Результаты сведены в таблицы 2.3.1–2.3.3. Спектральные характеристики были построены для трех значений  $K_{\text{ЦАП}} - 0,1, 0,25$  и  $0,35$ .

Таблица 2.3.1 Уровни амплитуд образов основной частоты при  $K_{\text{ЦАП}}=0,1$

Режим	Уровень образов, дБ											
	n=0	n=-1	n=1	n=-2	n=2	n=-3	n=3	n=-4	n=4	n=-5	n=5	n=-6
NRZ	0	-20	-21	-25	-23	-30	-30	-32	-32	-33	-33	-35
2xNRZ	0	-	-	-25	-26	-	-	-32	-32	-	-	-36
RZ	-12	-12	-13	-15	-16	-22	-23	-43	-43	-28	-26	-25
RF	-16	-3	-4	-41	-42	-13	-13	-48	-48	-18	-17	-52
RFZ	-28	-11	-9	-10	-10	-18	-21	-61	-60	-25	-22	-20
RFZ2	-22	-7	-7	-25	-26	-15	v17	-53	-53	-22	-20	-35

Таблица 2.3.2 Уровни амплитуд образов основной частоты при  $K_{\text{ЦАП}}=0,25$

Режим	Уровень образов, дБ											
	n=0	n=-1	n=1	n=-2	n=2	n=-3	n=3	n=-4	n=4	n=-5	n=5	n=-6
NRZ	0	-10	-14	-17	-19	-21	-22	-23	-24	-25	-26	-27
2xNRZ	0	-	-	-16	-18	-	-	-22	-23	-	-	-26
RZ	-11	-11	-12	-13	-16	-19	-23	-34	-35	-27	-24	-23
RF	-8	-2	-6	-24	-26	-12	-14	-31	-32	-18	-19	-34
RFZ	-19	-11	-8	-8	-11	-14	-23	-42	-43	-27	-20	-19
RFZ2	-13	-6	-7	-16	-18	-13	-19	-37	-38	-22	-20	-27

Таблица 2.3.3 Уровни амплитуд образов основной частоты при  $K_{ЦАП}=0,35$ 

Режим	Уровень образов, дБ											
	n=0	n=-1	n=1	n=-2	n=2	n=-3	n=3	n=-4	n=4	n=-5	n=5	n=-6
<b>NRZ</b>	-1	-7	-13	-15	-19	-20	-21	-22	-23	-24	-25	-26
<b>2xNRZ</b>	0	-	-	-13	-17	-	-	-21	-22	-	-	-24
<b>RZ</b>	-12	-12	-13	-14	-17	-20	-26	-32	-33	-30	-24	-25
<b>RF</b>	-6	-3	-9	-20	-22	-14	-16	-26	-27	-20	-21	-31
<b>RFZ</b>	-17	-12	-9	-9	-11	-14	-26	-38	-39	-30	-20	-20
<b>RFZ2</b>	-12	-8	-9	-13	-17	-14	-21	-32	-33	-24	-20	-24

В таблицах 2.3.1, 2.3.2 и 2.3.3 серым цветом выделены уровни амплитуд образов в тех режимах работы, которые демонстрируют наибольший выигрыш по сравнению с NRZ. Анализ полученных данных определил наиболее эффективные режимы работы ЦАП для различных зон Найквиста, где прирост амплитуды образов достигает 15–17 дБ по сравнению с NRZ [55]. Режимы RF и RFZ2 демонстрируют максимальную эффективность в зонах 2, 3, 6, 7, 10, 11 ( $n = -1, 1, -3, 3, -5, 5$ ), а RZ и RFZ — в зонах 4, 5, 12 ( $n = -2, 2, -6$ ), при этом в 8 и 9 зонах Найквиста значимого выигрыша не зафиксировано [55].

Для оценки эффективности специальных режимов работы ЦАП применительно к образам основной частоты введено понятие коэффициента эффективного преобразования  $K_{эфф}$ . Он учитывает одновременный рост частоты и снижение амплитуды образа относительно основного (нулевого) для режима NRZ — то есть и выигрыш по частоте, и проигрыш по амплитуде. Его математическое описание имеет вид [56]:

$$K_{эфф} = \frac{|n + K_{ЦАП}|}{K_{ЦАП}} \cdot \frac{A_{обр}}{A_0}, \quad (2.3.1)$$

где  $A_0$  — амплитуда нулевого образа NRZ,  $A_{обр}$  — амплитуда соответствующего образа (в относительных единицах).

Если коэффициент эффективного преобразования больше единицы, то это указывает на выигрыш при использовании соответствующего образа по частоте даже при его меньшей амплитуде по сравнению с применением основной частоты.

Рассчитанные значения данного коэффициента для  $K_{ЦАП}=0,25$  приведены в таблице 2.3.4. в относительных единицах. Серым цветом выделены режимы с коэффициентом эффективного преобразования  $K_{эфф} > 1,1$ .

Таблица 2.3.4 – Значения коэффициента эффективного преобразования ЦАП в специальных режимах работы (NRZ, 2xNRZ, RZ, RF, RFZ, RFZ2)

	Коэффициент эффективного преобразования, $K_{эфф}$ , относительные единицы											
Режим	n=0	n= -1	n=1	n= -2	n=2	n= -3	n=3	n= -4	n=4	n= -5	n=5	n= -6
<b>NRZ</b>	1	0,9	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,1	1,1	1,1	1,1	1,0
<b>2xNRZ</b>	1	–	–	1,1	1,1	–	–	1,2	1,2	–	–	1,2
<b>RZ</b>	0,3	0,8	1,3	1,6	1,4	1,2	0,9	0,3	0,3	0,8	1,3	1,6
<b>RF</b>	0,4	2,4	2,5	0,4	0,5	2,8	2,6	0,4	0,4	2,4	2,4	0,5
<b>RFZ</b>	0,1	0,8	2,0	2,8	2,5	2,2	0,9	0,1	0,1	0,8	2,1	2,6
<b>RFZ2</b>	0,2	1,5	2,2	1,1	1,1	2,5	1,5	0,2	0,2	1,5	2,1	1,0

Для наглядной оценки эффективности использования специальных режимов работы высокоскоростных ЦАП применительно к номерам образов и различным значениям  $K_{ЦАП}$  построим графики зависимости коэффициентов эффективного преобразования от величины  $|n + K_{ЦАП}|$ . Для этого преобразуем выражение (2.3.1) к виду:

$$K_{эфф}(n, K_{ЦАП}) = \left| \frac{n + K_{ЦАП}}{K_{ЦАП}} \right| \cdot \frac{K_{реж}(n, K_{ЦАП})}{K_{NRZ}(0, K_{ЦАП})}, \quad (2.3.2)$$

где  $K_{реж}(n, K_{ЦАП})$  — коэффициент передачи амплитуды ЦАП в различных режимах работы (формулы (2.1.6), (2.2.3), (2.2.5), (2.2.7), (2.2.9)),  $K_{NRZ}(0, K_{ЦАП})$  — коэффициент передачи амплитуды ЦАП в режиме работы NRZ относительно основного (нулевого) образа.

Подставляя выражения (2.1.4), (2.1.6), (2.2.3), (2.2.5), (2.2.7), (2.2.9) в (2.3.2) при значениях  $n = -6, -5 \dots 6$  и  $K_{ЦАП} = 0,1 \dots 0,45$  с шагом 0,01, получили графики зависимости коэффициентов эффективного преобразования ЦАП в специальных режимах работы от номеров образов и величины  $K_{ЦАП}$  (рисунки 2.3.6–2.3.10).

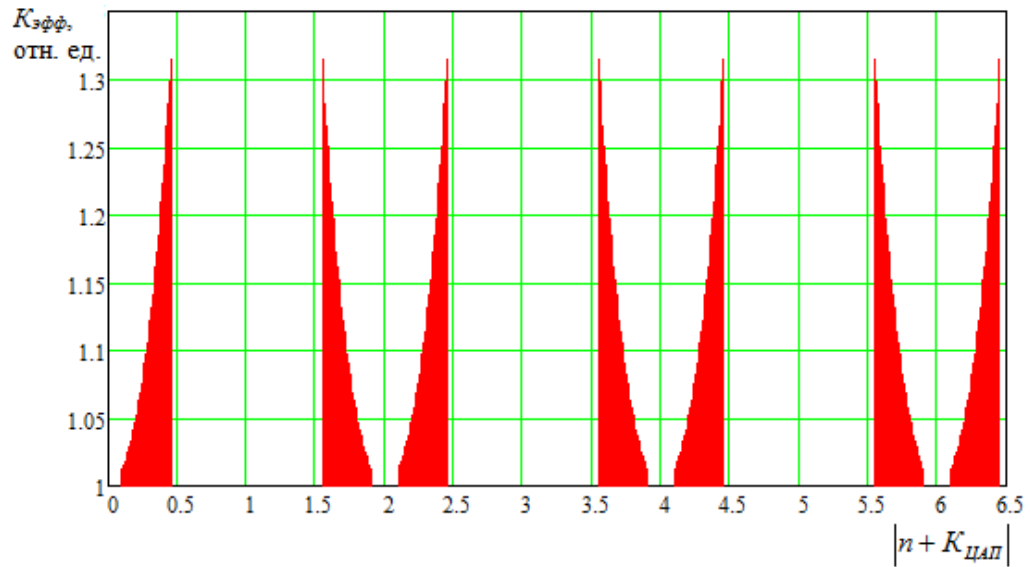


Рисунок 2.3.6 – График зависимости коэффициента эффективного преобразования ЦАП в режиме работы 2xNRZ от  $n = -6, -5 \dots 6$  и  $K_{\text{ЦАП}} = 0, 1 \dots 0,45$

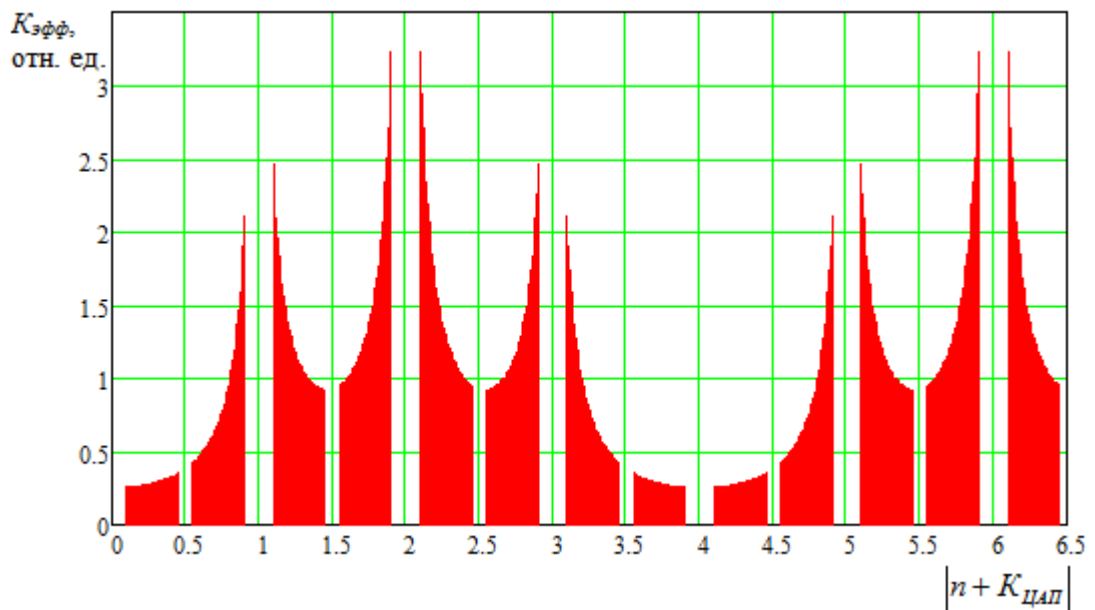


Рисунок 2.3.7 – График зависимости коэффициента эффективного преобразования ЦАП в режиме работы RZ от  $n = -6, -5 \dots 6$  и  $K_{\text{ЦАП}} = 0, 1 \dots 0,45$

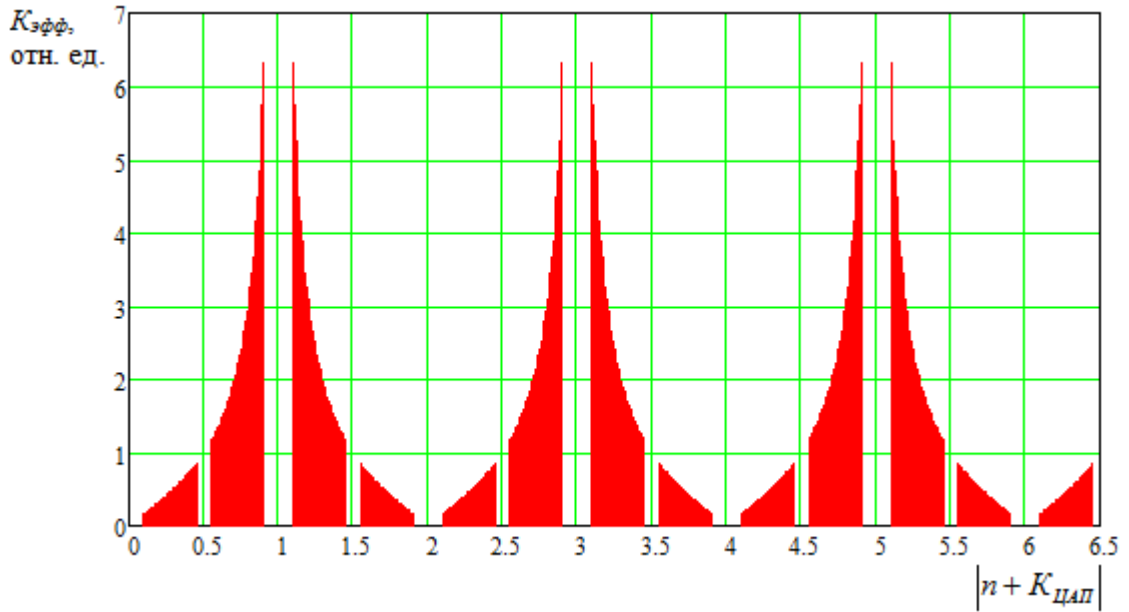


Рисунок 2.3.8 – График зависимости коэффициента эффективного преобразования ЦАП в режиме работы RF от  $n = -6, -5 \dots 6$  и  $K_{ЦАП} = 0,1 \dots 0,45$

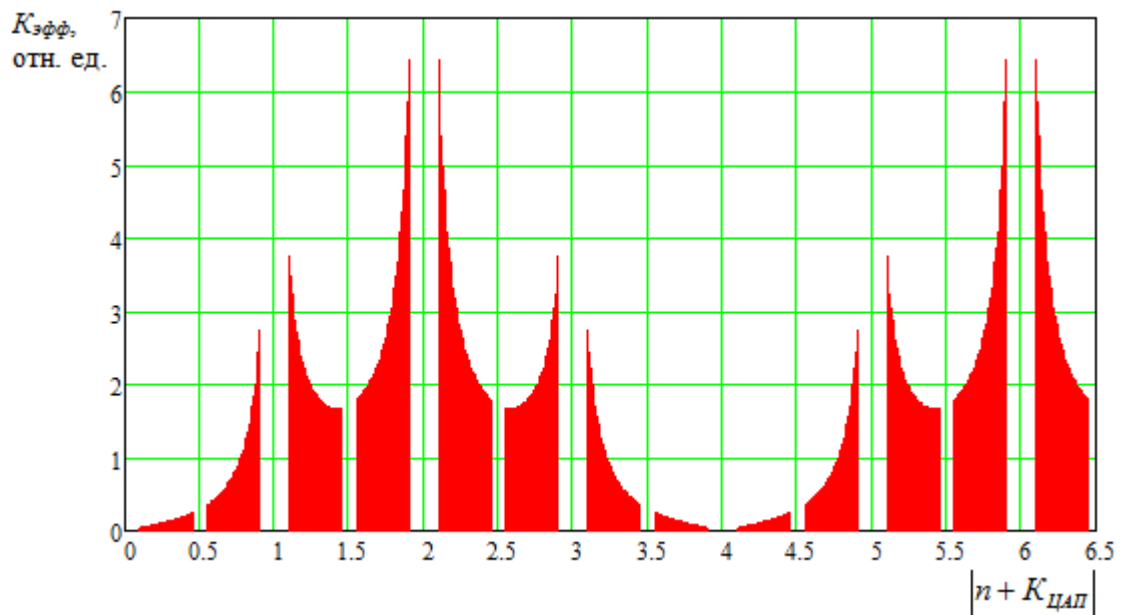


Рисунок 2.3.9 – График зависимости коэффициента эффективного преобразования ЦАП в режиме работы RFZ от  $n = -6, -5 \dots 6$  и  $K_{ЦАП} = 0,1 \dots 0,45$

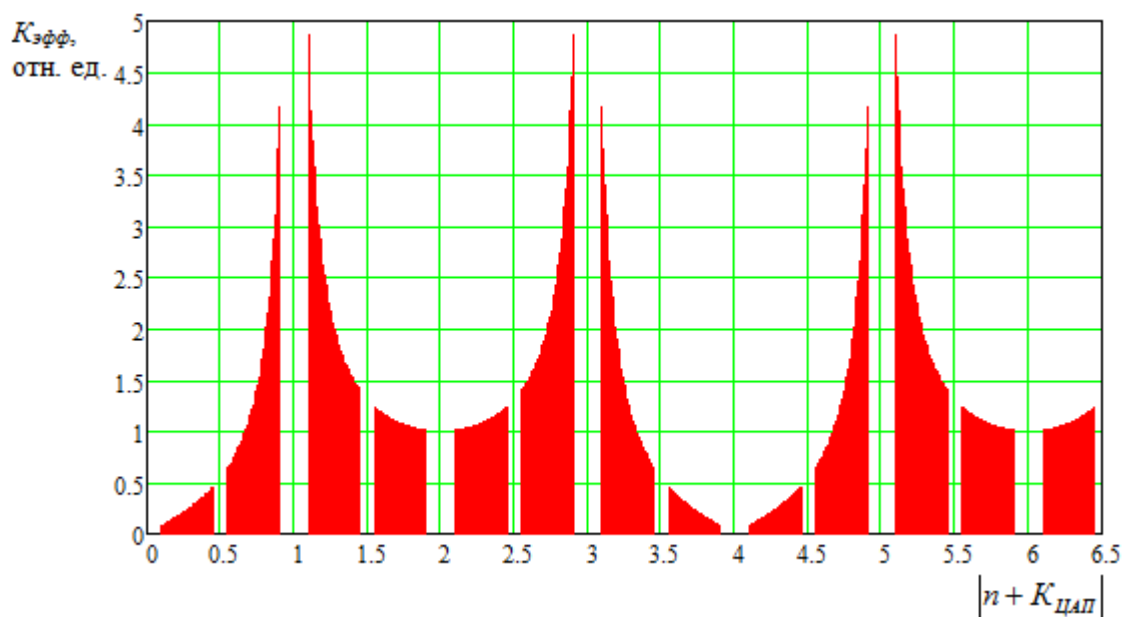


Рисунок 2.3.10 – График зависимости коэффициента эффективного преобразования ЦАП в режиме работы RFZ2 от  $n = -6, -5 \dots 6$  и  $K_{\text{ЦАП}} = 0,1 \dots 0,45$

Полученные зависимости позволяют наглядно оценить выигрыш при использовании конкретных режимов работы быстродействующих ЦАП применительно к номерам образов основной частоты.

В связи с тем, что нули огибающей в режиме работы  $2x\text{NRZ}$  попадают на удвоенное значение тактовой частоты ( $2\omega_T, 4\omega_T$  и т.д.), гармоники образов основной частоты в этом режиме сдвигаются по оси частот на эту же величину. Эта особенность делает режим  $2x\text{NRZ}$  особенно эффективным в случаях больших значений  $K_{\text{ЦАП}}$ . Использование других режимов работы быстродействующих ЦАП при таких величинах может вызвать искажения выходного сигнала ввиду наложения четных и нечетных гармоник друг на друга. В качестве примера приведены спектры выходного сигнала ЦАП в режимах работы NRZ и  $2x\text{NRZ}$  при  $K_{\text{ЦАП}}=0,47$  – рисунки 2.3.11 и 2.3.12.

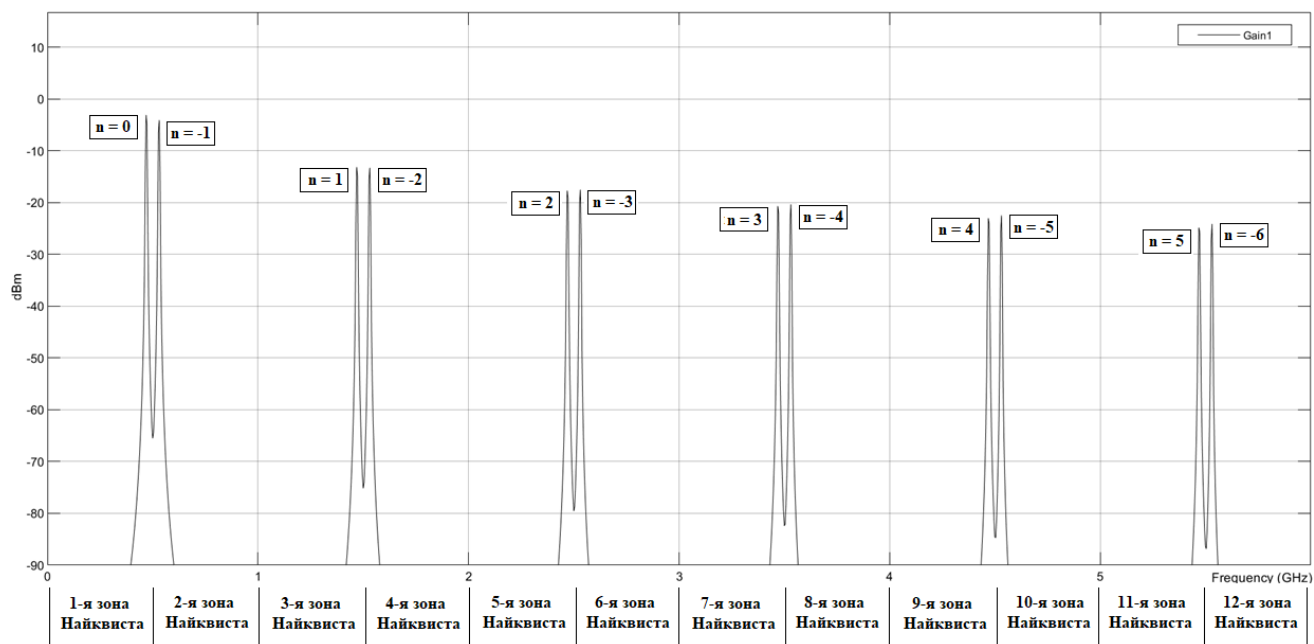


Рисунок 2.3.11 – Спектр выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме работы NRZ при  $K_{ЦАП}=0,47$

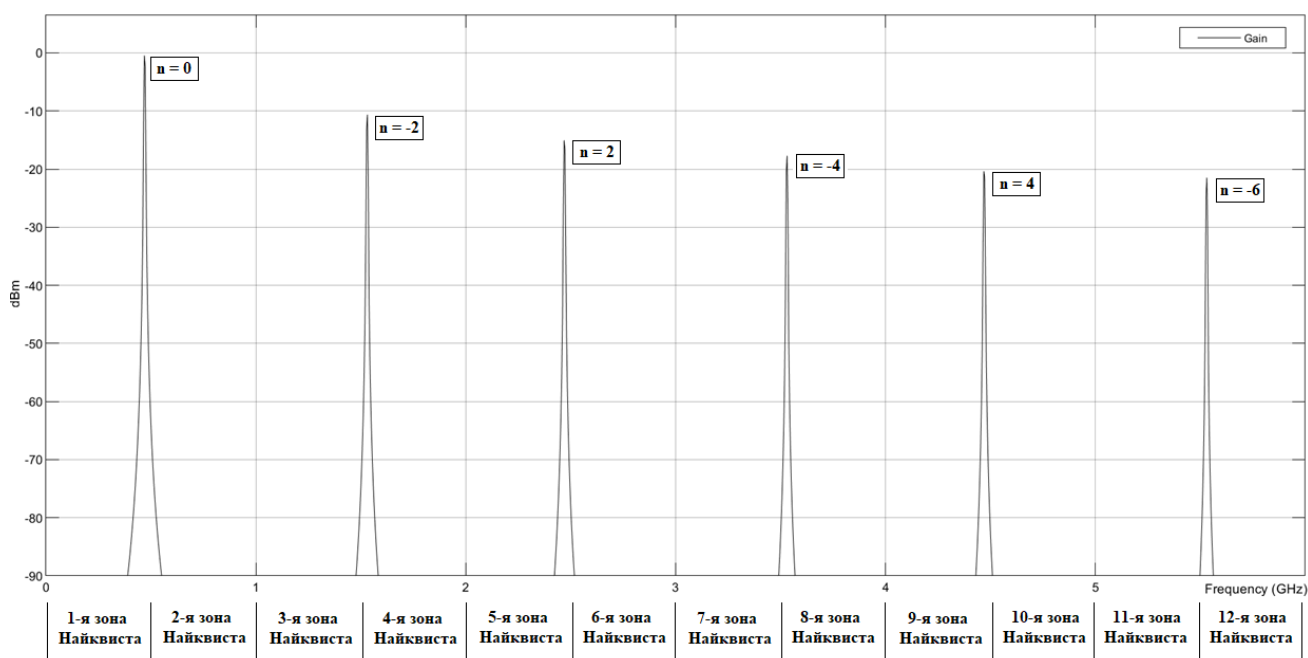


Рисунок 2.3.12 – Спектр выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме работы 2xNRZ при  $K_{ЦАП}=0,47$

Несмотря на то, что некоторые известные режимы работы быстродействующих ЦАП демонстрируют существенный (до 16 дБ) выигрыш в уровне амплитуд гармоник образов основной частоты в высших зонах Найквиста

(от 4 и выше) относительно уровня гармоник в режиме работы NRZ, их амплитуда не превышает  $-17$  дБ. К тому же, ни один из известных режимов работы ЦАП не способен обеспечить рост уровня амплитуд образов в 8 и 9 зонах Найквиста ( $n = -4$  и  $n = 4$ ). Как уже было сказано в пункте 2.1, эту проблему можно решить несколькими путями – и одним из самых перспективных является разработка новых специальных режимов работы быстродействующих ЦАП, форма огибающих спектра которых способна обеспечить увеличение уровня амплитуд образов основного колебания непосредственно в высших зонах Найквиста.

## 2.4 Разработка новых специальных режимов работы ЦАП для увеличения амплитуд образов в высших зонах Найквиста

Разработка новых специальных режимов работы ЦАП призвана решить задачу увеличения частоты формируемых колебаний без потери значения соотношения сигнал/шум в высших зонах Найквиста (седьмая и выше) путем увеличения амплитуд образов основного колебания.

Модификация тактового импульса в виде четырех разнополярных импульсов длительностью  $\tau = \frac{T}{8}$  на одном периоде восстановления  $T$  дала начало новому режиму работы быстродействующего ЦАП, названному RFZ3 [27] — рисунок 2.4.1,б. Тактовые импульсы в этом режиме симметричны относительно начала координат, то есть являются нечетной функцией времени.

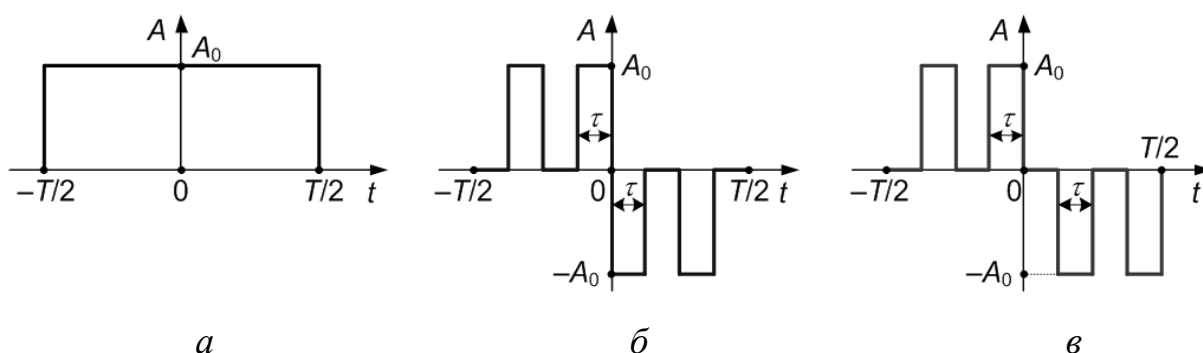


Рисунок 2.4.1 – Форма тактовых импульсов в различных режимах работы быстродействующих ЦАП: NRZ(*a*), RFZ3(*б*), RFZ4(*в*)

Огибающая спектра выходного сигнала ЦАП в режиме работы RFZ3 описывается выражением [27]:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{RFZ3}}(\omega) &= A_0 \int_{-3\tau}^{-2\tau} \exp(-j\omega t) dt + A_0 \int_{-\tau}^0 \exp(-j\omega t) dt - A_0 \int_0^{\tau} \exp(-j\omega t) dt - A_0 \int_{2\tau}^{3\tau} \exp(-j\omega t) dt = \\ &= j \frac{A_0 T}{4} \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T}{16}\right) \left[ \sin\left(\frac{\omega T}{16}\right) + \sin\left(5 \frac{\omega T}{16}\right) \right] \end{aligned} \quad (2.4.1)$$

Коэффициента передачи амплитуды ЦАП в режиме работы RFZ3 имеет вид [57]:

$$K_{RFZ3}(K_{ЦАП}, n) = \frac{\operatorname{sinc}\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right) \left[ \sin\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right) + \sin\left[5 \cdot \left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right)\right] \right]}{4} \quad (2.4.2)$$

Еще один новый режим работы высокоскоростных ЦАП — RFZ4 [27], отличается от режима работы RFZ3 наличием временного сдвига вдоль оси времени на интервал, равный длительности одного импульса  $\tau = \frac{T}{8}$  — рисунок 2.4.1,в. Именно это смещение импульсов вдоль оси времени объясняет наличие множителя  $\exp[\dots]$ , вызванного дополнительным фазовым сдвигом в выражении для огибающей сигнала в режиме работы RFZ4 [27]:

$$\dot{S}_{RFZ4}(\omega) = j \frac{A_0 T}{4} \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T}{16}\right) \left[ \sin\left(\frac{\omega T}{8}\right) + \sin\left(3 \frac{\omega T}{8}\right) \right] \exp\left(-j \frac{\omega T}{16}\right) \quad (2.4.3)$$

Коэффициент передачи амплитуды для данного режима [57]:

$$K_{RFZ4}(K_{ЦАП}, n) = \frac{\operatorname{sinc}\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right) \left[ \sin\left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right) + \sin\left[3 \cdot \left(\frac{\pi|n + K_{ЦАП}|}{8}\right)\right] \right]}{4} \quad (2.4.4)$$

На рисунке 2.4.2. представлены модули огибающих спектров выходного сигнала ЦАП в режимах работы RFZ3 и RFZ4. Как следует из данного рисунка, амплитуды спектральных составляющих будет существенно больше амплитуд образов в режиме работы NRZ во 2-й, 3-й, 6-й, 7-й, 8-й, 9-й, 10-й и 11-й зонах Найквиста (номера образов  $n = -1, 1, -3, 3, -4, 4, -5, 5$ ).

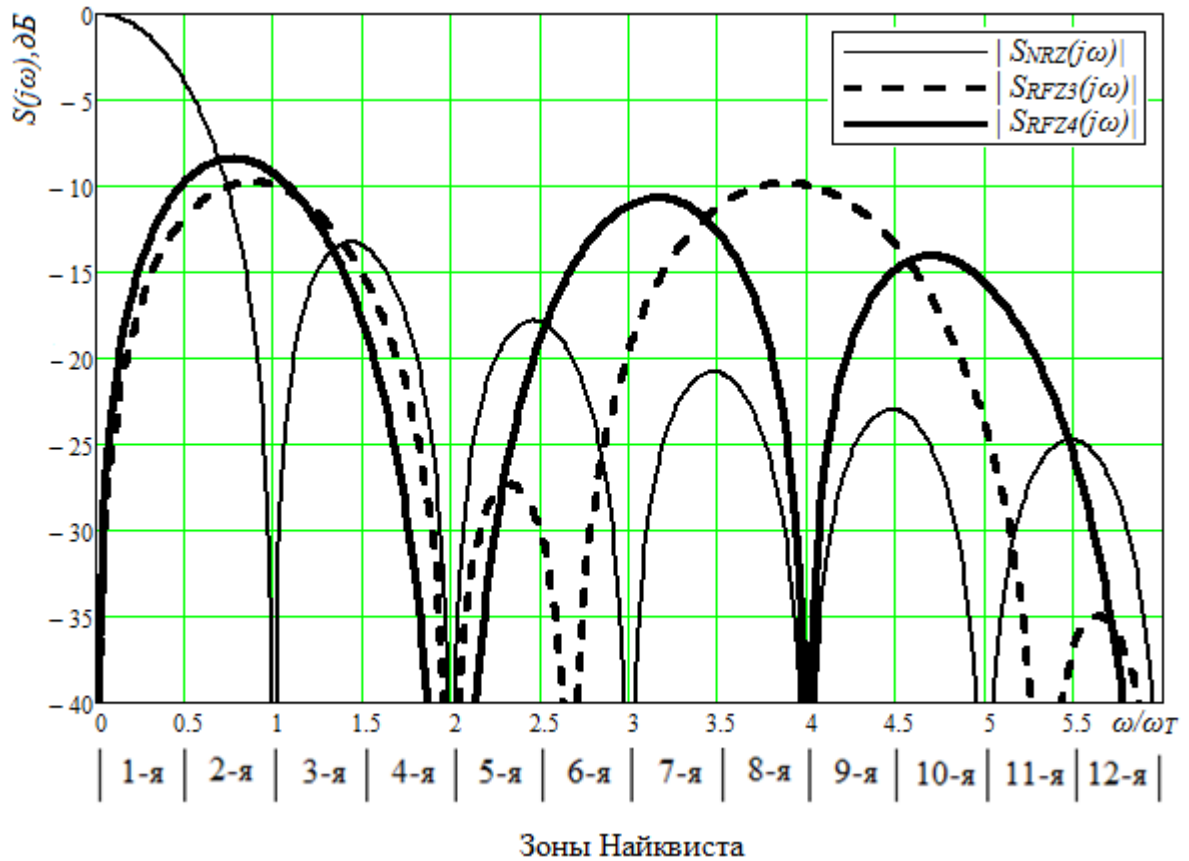


Рисунок 2.4.2 – Модули огибающей спектра на выходе ЦАП в режимах работы NRZ, RFZ3 и RFZ4

В результате математического моделирования в программе Simulink были получены реализации выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режимах работы RFZ3 и RFZ4 во временной и частотной областях (рисунки 2.4.3–2.4.5)  $f_T = 1$  ГГц и  $K_{ЦАП} = 0,25$ . Результаты моделирования соответствуют временным и частотным откликам, представленным на рисунках 2.4.1, 2.4.2.

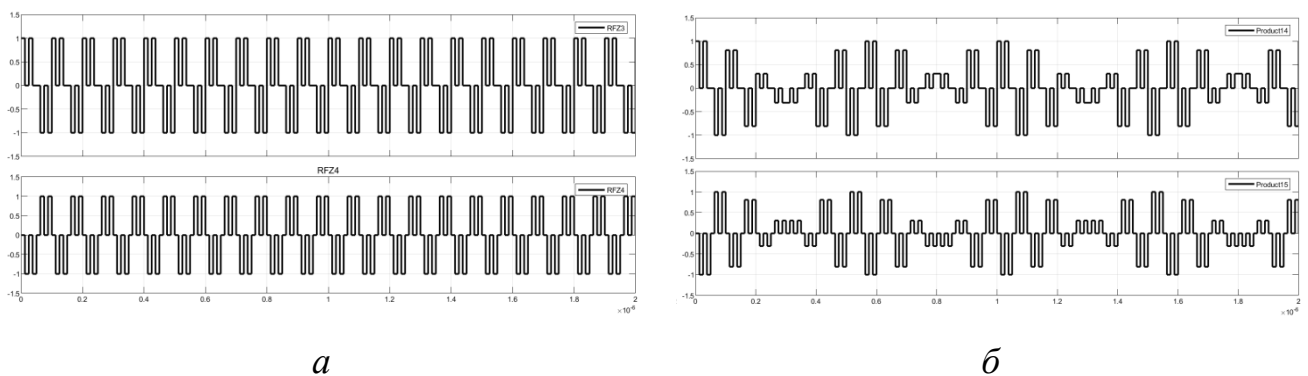


Рисунок 2.4.3 – Формы импульсов восстановления на выходе ЦАП (а); выходной сигнал ЦАП (б) в режимах работы RFZ3 и RFZ4

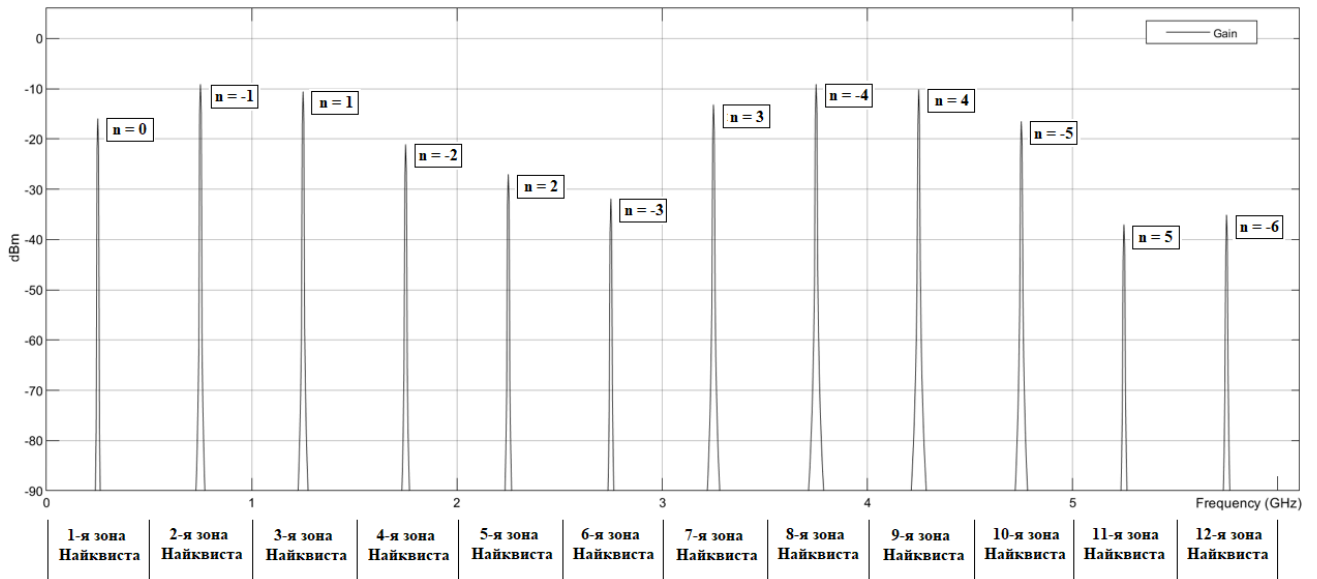


Рисунок 2.4.4 – Спектр выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме работы RFZ3 при  $K_{ЦАП}=0,25$  и  $f_T = 1$  ГГц

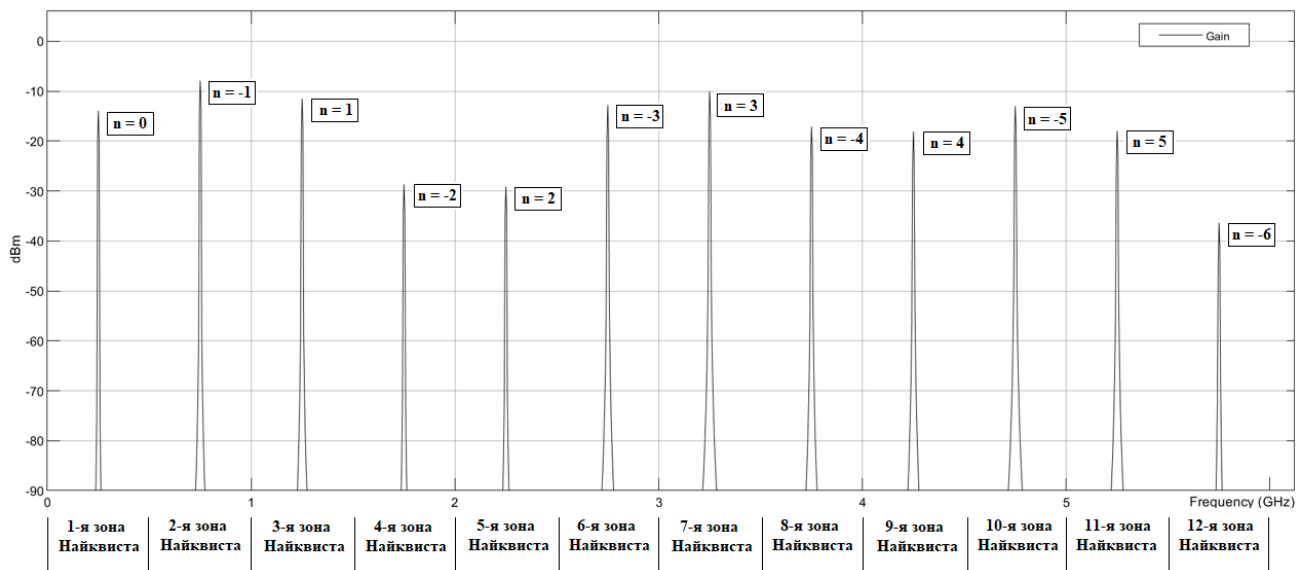


Рисунок 2.4.5 – Спектр выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме работы RFZ4 при  $K_{ЦАП}=0,25$  и  $f_T = 1$  ГГц

По спектральным характеристикам выходного сигнала ЦАП в режимах работы RFZ3 и RFZ4, снятых при трех значениях  $K_{ЦАП}=0,1, 0,25$  и  $0,35$  определены уровни амплитуд образов основной частоты и сведены в таблицы 2.4.1–2.4.3. Серым цветом в таблицах выделены уровни амплитуд образов, обеспечивающих наибольший выигрыш по сравнению с NRZ при тех же  $n$ .

Таблица 2.4.1 Уровни амплитуд образов основной частоты при  $K_{ЦАП}=0,1$ 

Режим	Уровень образов, дБ											
	n=0	n=-1	n=1	n=-2	n=2	n=-3	n=3	n=-4	n=4	n=-5	n=5	n=-6
NRZ	0	-20	-21	-25	-23	-30	-30	-32	-32	-33	-33	-35
RFZ3	-24	-10	-10	-31	-32	-23	-17	-10	-10	-21	-27	-42
RFZ4	-22	-9	-10	-45	-45	-12	-11	-25	-25	-14	-15	-53

Таблица 2.4.2 Уровни амплитуд образов основной частоты при  $K_{ЦАП}=0,25$ 

Режим	Уровень образов, дБ											
	n=0	n=-1	n=1	n=-2	n=2	n=-3	n=3	n=-4	n=4	n=-5	n=5	n=-6
NRZ	0	-10	-14	-17	-19	-21	-22	-23	-24	-25	-26	-27
RFZ3	-16	-9	-10	-21	-27	-32	-12	-9	-10	-16	-37	-34
RFZ4	-13	-8	-11	-28	-29	-12	-10	-17	-18	-13	-18	-36

Таблица 2.4.3 Уровни амплитуд образов основной частоты при  $K_{ЦАП}=0,35$ 

Режим	Уровень образов, дБ											
	n=0	n=-1	n=1	n=-2	n=2	n=-3	n=3	n=-4	n=4	n=-5	n=5	n=-6
NRZ	-1	-7	-13	-15	-19	-20	-21	-22	-23	-24	-25	-26
RFZ3	-14	-11	-12	-19	-27	-43	-12	-11	-11	-16	-44	-35
RFZ4	-12	-9	-14	-23	-23	-15	-11	-15	-16	-14	-20	-31

В таблице 2.4.4 приведены значения коэффициента эффективного преобразования режимов работы быстродействующего ЦАП RFZ3 и RFZ4, рассчитанные с помощью выражения (2.3.2) для  $K_{ЦАП}=0,25$ .

Таблица 2.4.4 – Значения коэффициента эффективного преобразования режимов работы RFZ3 и RFZ4 применительно к номерам образов основной частоты

Режим	Коэффициент эффективного преобразования, $K_{эфф\ обр}$ , относительные единицы											
	n=0	n=-1	n=1	n=-2	n=2	n=-3	n=3	n=-4	n=4	n=-5	n=5	n=-6
NRZ	1	0,9	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,1	1,1	1,1	1,1	1,0
RFZ3	0,2	1,1	1,6	0,6	0,4	0,3	3,3	5,3	5,4	3,0	0,3	0,5
RFZ4	0,2	1,2	1,4	0,3	0,3	2,8	4,1	2,1	2,1	4,3	2,6	0,4

Графики зависимости коэффициента  $K_{эфф}$  от величин  $K_{ЦАП}$  и номеров образов  $n$  для режимов работы RFZ3 и RFZ4 приведены на рисунках 2.4.6 и 2.4.7. Для их построения использовались выражения (2.3.2), (2.1.4), (2.4.2) и (2.4.4).

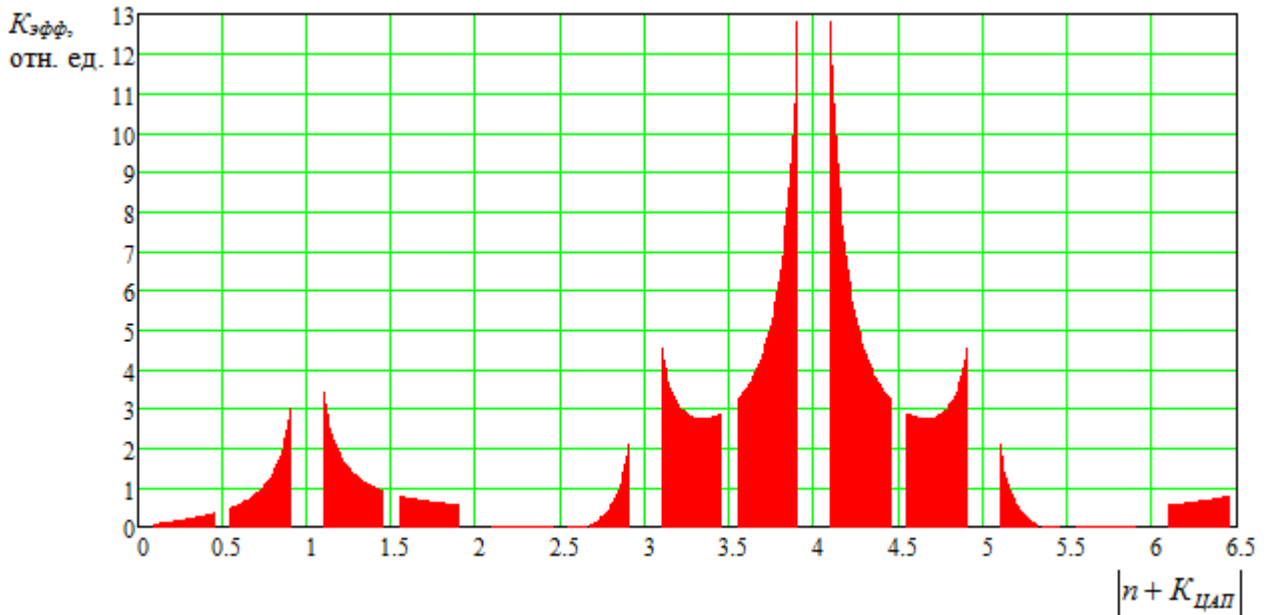


Рисунок 2.4.6 – График зависимости коэффициента эффективного преобразования ЦАП в режиме работы RFZ3 от  $n = -6, -5 \dots 6$  и  $K_{\text{ЦАП}} = 0,1 \dots 0,45$

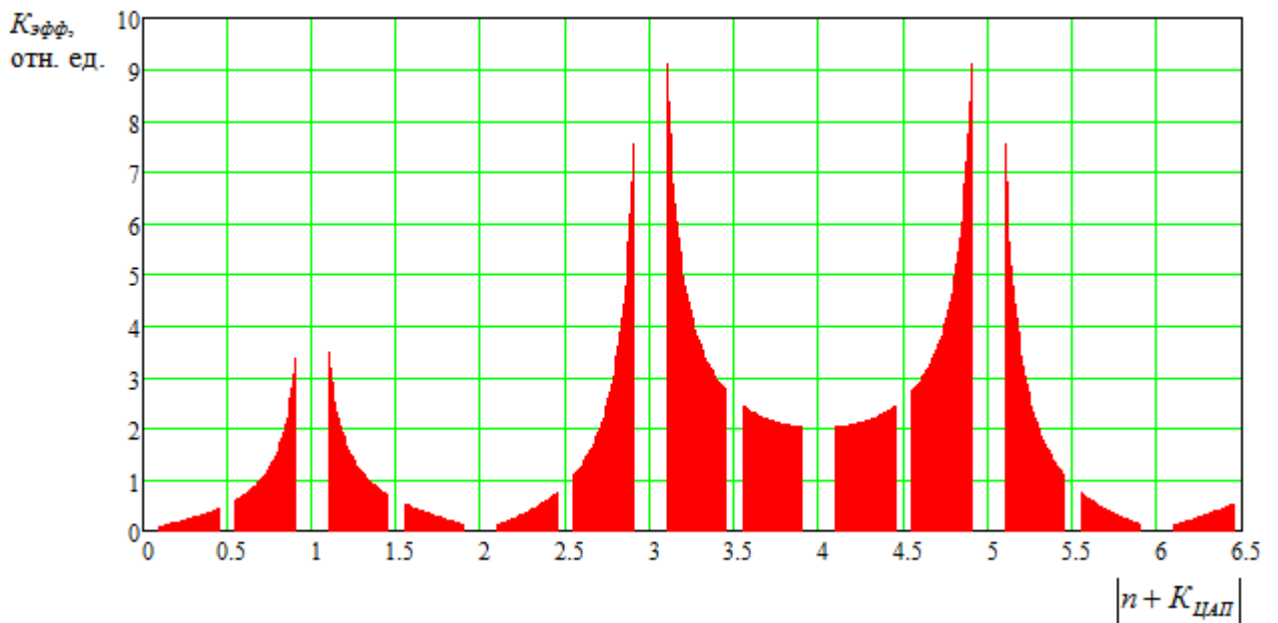


Рисунок 2.4.7 – График зависимости коэффициента эффективного преобразования ЦАП в режиме работы RFZ4 от  $n = -6, -5 \dots 6$  и  $K_{\text{ЦАП}} = 0,1 \dots 0,45$

Из анализа полученных данных можно сделать следующие выводы: режим работы RFZ3 особенно эффективен для номеров образов  $n = -1, 1, 3, -4, 4$ , что соответствует 2, 3, 7, 8 и 9 зонам Найквиста. Выигрыш по уровню гармоник

относительно режима работы NRZ составляет от 10 до 19 дБ (максимум приходится на 4 положительный и 4 отрицательный образ, находящиеся в 8 и 9 зонах Найквиста). Применение режима работы RFZ4 наиболее эффективно для следующих номеров образов:  $n = -1, 1, -3, 3, -5, 5$  (2, 3, 6, 7, 10 и 11 зоны Найквиста). Относительно уровня гармоник режима работы NRZ выигрыш по уровню амплитуд в режиме RFZ4 составляет от 10 до 19 дБ (максимален для пятого положительного и пятого отрицательного образов – 10 и 11 зон Найквиста). Исходя из вышесказанного можно сделать вывод о том, что новые режимы работы действительно эффективны для использования в высших зонах Найквиста — 3, 6, 7, 8, 9, 10 и 11-й.

## 2.5 Выводы

1. Исследованы огибающие спектра выходного сигнала ЦАП в режимах работы NRZ и 2xNRZ. Форма частотной характеристики ЦАП в режиме работы NRZ имеет вид функции синуса Котельникова  $\sin(x)/x$ , что не позволяет использовать образы основной частоты, расположенные в высших зонах Найквиста (от второй и выше), с целью увеличения выходной частоты из-за уменьшения их амплитуд. Нули огибающей спектра выходного сигнала ЦАП в режиме работы 2xNRZ приходятся на удвоенное значение тактовой частоты. Уровни амплитуд высокочастотных образов, находящихся во 2-й, 3-й, 6-й, 7-й и других зонах Найквиста, в этом случае увеличиваются по сравнению с режимом работы NRZ. Это позволяет эффективнее использовать образы основной частоты для увеличения выходной частоты формирователей радиосигналов. Получены выражения для коэффициентов передачи амплитуды ЦАП в режимах работы NRZ и 2xNRZ.

2. Исследованы огибающие спектров выходного сигнала ЦАП в режимах работы RZ, RF, RFZ и RFZ2. Получены выражения для коэффициентов передачи амплитуды ЦАП в режимах работы RZ, RF, RFZ и RFZ2. Введено понятие коэффициента эффективного преобразования, одновременно учитывающего выигрыш по частоте и проигрыш по уровню амплитуды отдельных спектральных составляющих ЦАП и равного некоторому числовому значению (если  $K_{эфф} > 1$ , образ считается эффективным). Данный коэффициент позволяет наглядно определить наилучший образ основной частоты для соответствующего режима, который обеспечивает выигрыш по частоте, несмотря на уменьшение его амплитуды относительно основной частоты.

3. Разработана дискретная модель быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы. По спектрам выходного сигнала ЦАП в режимах работы NRZ, 2xNRZ, RZ, RF, RFZ и RFZ2 определены уровни амплитуд гармоник спектра для различных зон Найквиста. Для каждой высшей зоны Найквиста определены режимы работы, позволяющие получить наибольший выигрыш в

уровне амплитуды образа основной частоты по сравнению с режимом работы NRZ: 2 зона — RF (до 17 дБ), 3 зона — RF (до 17 дБ), 4 зона — RZ (до 15 дБ), 5 зона — RFZ (до 13 дБ), 6 зона — RF (до 17 дБ), 7 зона — RF (до 17 дБ), 8 и 9 зоны — несмотря на выигрыш в уровне амплитуд образов, его величина не обеспечивает требуемого увеличения выходной частоты, 10 зона — RF (до 15 дБ), 11 зона — RF (до 16 дБ), 12 зона — RFZ (до 15 дБ). Рассчитаны коэффициенты эффективного преобразования ЦАП в известных режимах работы.

4. Предложены два новых режима работы быстродействующих ЦАП – RFZ3 и RFZ4. Для них получены формы импульсов восстановления на выходе ЦАП, выражения огибающих спектра выходного сигнала ЦАП. Рассчитаны коэффициенты эффективного преобразования в режимах работы RFZ3 и RFZ4. Наиболее значительное увеличение амплитуд образов при использовании режимов работы RFZ3 и RFZ4 наблюдается в следующих зонах Найквиста: 2 зона — RFZ4 (до 11 дБ), 3 зона — RFZ3, RFZ4 (до 11 дБ), 6 зона — RFZ4 (до 18 дБ), 7 зона — RFZ4 (до 19 дБ), 8 зона — RFZ3 (до 19 дБ), 9 зона — RFZ3 (до 19 дБ), 10 зона — RFZ4 (до 19 дБ), 11 зона — RFZ4 (до 18 дБ).

### 3. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В СПЕЦИАЛЬНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

#### 3.1 Основные понятия и определения анализа шумовых характеристик радиоустройств

Частотная стабильность — важнейший параметр устройств генерации и формирования сигналов, отражающий точность воспроизведения выходной частоты во времени. Различают долговременную и кратковременную нестабильности. Долговременная нестабильность (1 мин – 1 год) характеризуется систематическим отклонением выходной частоты от номинального значения и обусловлена старением компонентов, температурными дрейфами, изменениями питающего напряжения и воздействием внешних условий. Кратковременная нестабильность (от долей секунды до нескольких секунд), напротив, отражает стохастические флуктуации частоты и определяется тепловыми и дробовыми шумами, флуктуациями напряжения, а также внешними электромагнитными помехами; её количественная оценка опирается на статистические и спектральные характеристики. Этот тип нестабильности связан с внутренними шумами активных элементов, фазовыми шумами генераторов, помехами в цепях питания и другими быстропротекающими процессами [58].

Математическое представление синусоидального сигнала в идеальном случае имеет вид [4]:

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t), \quad (3.1.1)$$

где  $V_0$  — номинальная амплитуда сигнала;  $2\pi f_0 t$  — величина, описывающая линейное приращение фазы;  $f_0$  — номинальная частота сигнала.

При описании математической модели реального сигнала критически важно учитывать наличие амплитудных и фазовых флуктуаций, представляющих собой стохастические отклонения от расчетных параметров [58]:

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi f_0 t + \Delta\varphi(t)], \quad (3.1.2)$$

где  $\varepsilon(t)$  — флуктуации амплитуды;  $\Delta\varphi(t)$  — флуктуации фазы.

Паразитные фазовые флуктуации, имеющиеся в любом формирователе сигналов, оказывают существенное влияние на «чистоту» спектра, тем самым уменьшая стабильность синтезируемого колебания.

Различают два вида фазовых флуктуаций:

1. *детерминированные* – представляют собой дискретные сигналы с частотами, отличными от  $f_0$ . Их появление связано с факторами, оказывающими влияние на сам источник сигналов: скачки напряжения питания, механические вибрации, комбинационные продукты смещения, вызванные квантованием по амплитуде, а также усечением кода фазы [19].

2. *стохастические* – вызваны случайными факторами, иначе их называют *фазовыми шумами*.

Случайные флуктуации вызваны тремя типами шумов: тепловым — обусловленным тепловым движением носителей заряда в проводнике; дробовым — возникающим из-за дискретной природы электрического тока; фликкер-шумом — связанным с протеканием постоянного тока под действием внешней ЭДС. Последний присутствует во всех активных и некоторых пассивных элементах [58].

Качество синтеза радиосигналов традиционно оценивается через спектральную плотность мощности (СПМ) фазовых шумов. Данный показатель характеризует интенсивность фазовых искажений и рассчитывается как нормированная мощность шумов в единичной полосе частот (1 Гц) на заданном отстройке 1 Гц относительно уровня несущего колебания [17].

Математическое представление СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе задаётся степенной моделью вида [59–63]:

$$S_y(F) = \begin{cases} \sum_{\alpha=-2}^{+2} h_{\alpha} F^{\alpha}, & 0 \leq F \leq F_h, \\ 0, & F > F_h \end{cases}, \quad (3.1.3)$$

где  $F_h$  — верхняя граничная частота резкого спада,  $h_\alpha$  — величина, определяющая уровень шума.

Для идентификации типа шума применяется степенной коэффициент  $\alpha$ . В рамках стандартных моделей этот показатель, как правило, соответствует целым числам из диапазона от  $-2$  до  $+2$ .

Виды фазового шума можно определить, используя график степенных функций в двойном логарифмическом масштабе. Наклон каждой из них будет указывать на определенный вид шума [63] – рисунок 3.1.1. Ровная характеристика указывает на белый фазовый шум (white phase noise). По мере приближения к несущей СПМ фазовых шумов возрастает поэтапно: 10 дБ на декаду ( $1/F^1$ , фазовый фликкерный шум), 20 дБ на декаду ( $1/F^2$ , белый частотный шум), 30 дБ на декаду ( $1/F^3$ , частотный фликкерный шум), 40 дБ на декаду ( $1/F^4$ , частотный шум случайных блужданий).

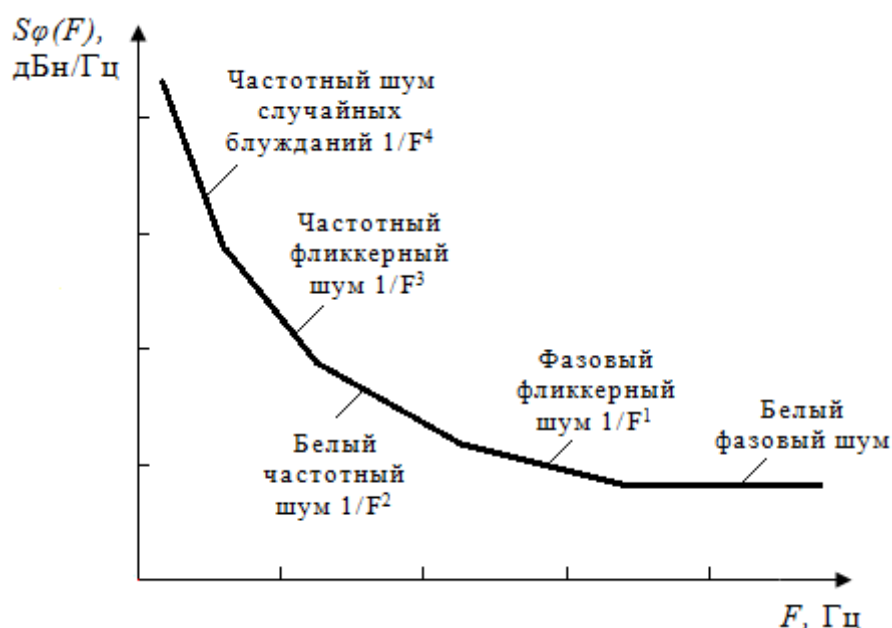


Рисунок 3.1.1 – Степенные функции СПМ фазовых шумов

Спектральный состав помех вблизи несущей частоты формируется под воздействием факторов различной природы. Так, шумы случайных блужданий обусловлены внешней средой — температурным дрейфом или вибрационными нагрузками на устройство. В свою очередь, частотный фликкер-шум является следствием внутренних процессов в активных компонентах и резонаторах.

Присутствие белого частотного шума объясняется тепловыми и аддитивными эффектами внутри петли обратной связи. За фликкерные искажения фазы отвечают каскады усиления и умножения частоты, тогда как белый фазовый шум обычно вносится внешними аддитивными источниками, находящимися за пределами автогенераторного контура. Все перечисленные виды фазовых шумов характерны для генераторов колебаний. В остальных узлах радиоэлектронных устройств обычно присутствуют лишь фликкерные и белые шумы.

На рисунках 3.1.2–3.1.4 приведены экспериментальные шумовые характеристики следующих устройств: генератора, управляемого напряжением, в составе интегральной микросхемы широкополосного синтезатора частоты 1508MT015; высокочастотного прецизионного малошумящего кварцевого генератора ГК219–ТС; цифрового вычислительного синтезатора на основе метода прямого цифрового синтеза AD9911 [64].

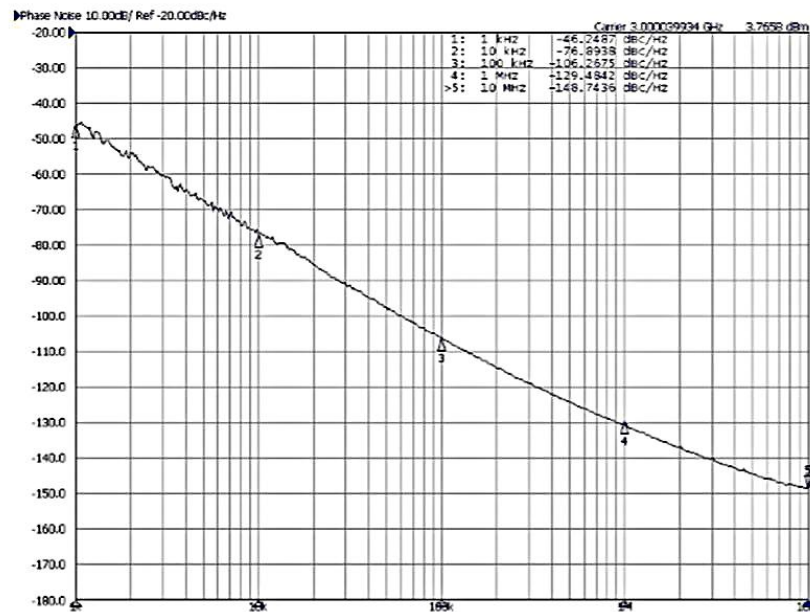


Рисунок 3.1.2 – СПМ фазовых шумов ГУН в составе синтезатора частоты 1508MT015 на частоте 3 ГГц

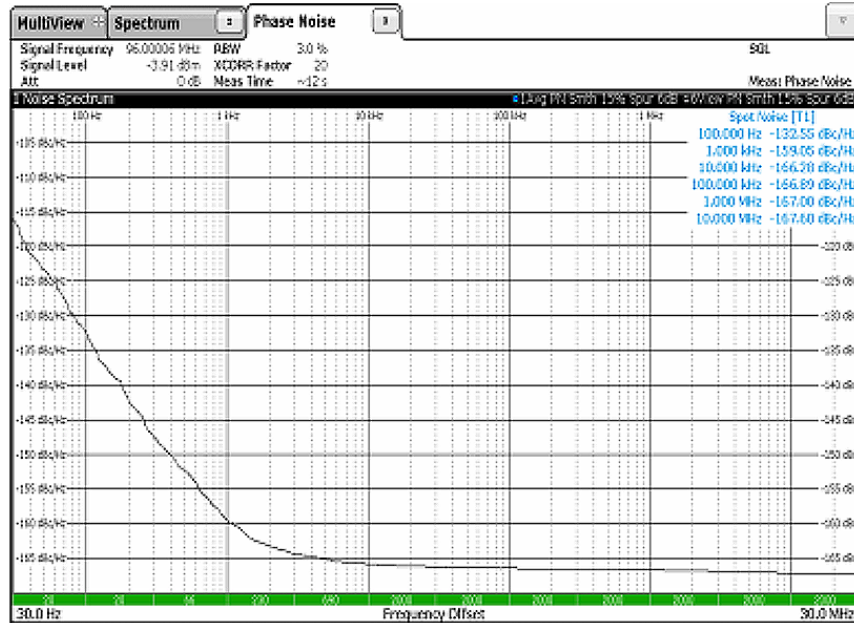


Рисунок 3.1.3 – СПМ фазовых шумов малошумящего кварцевого генератора ГК219–ТС на частоте 100 МГц

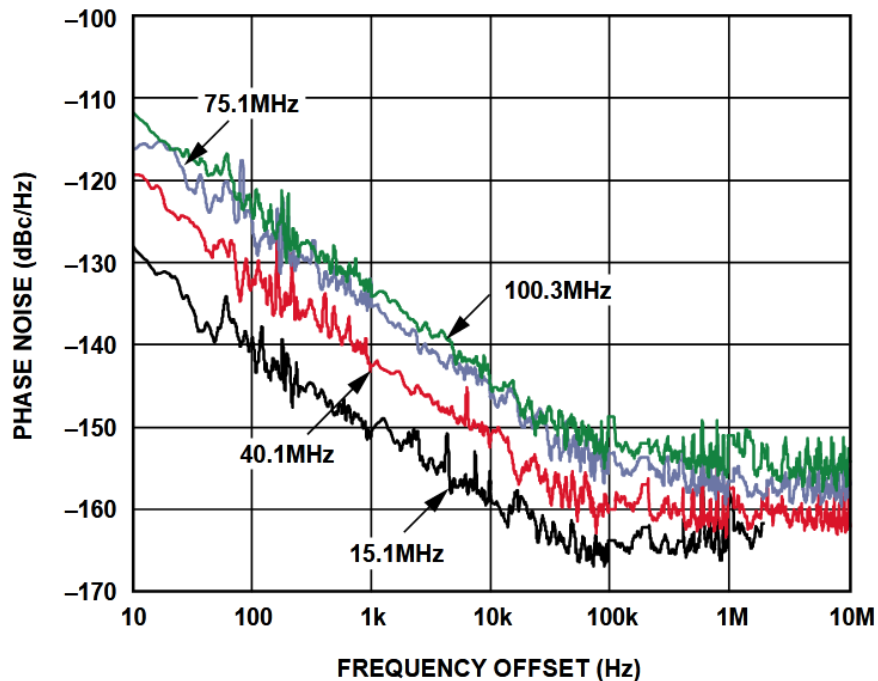


Рисунок 3.1.4 – СПМ фазовых шумов ЦВС AD9111 при  $f_T=500$  МГц

На рисунке 3.1.5 приведены взятые из технического описания микросхемы шумовые характеристики ЦАП AD9164 [13] для четырех выходных частот  $f_{out} = 70, 900, 1800$  и  $3900$  МГц и при тактовой частоте  $f_T = 6$  ГГц.

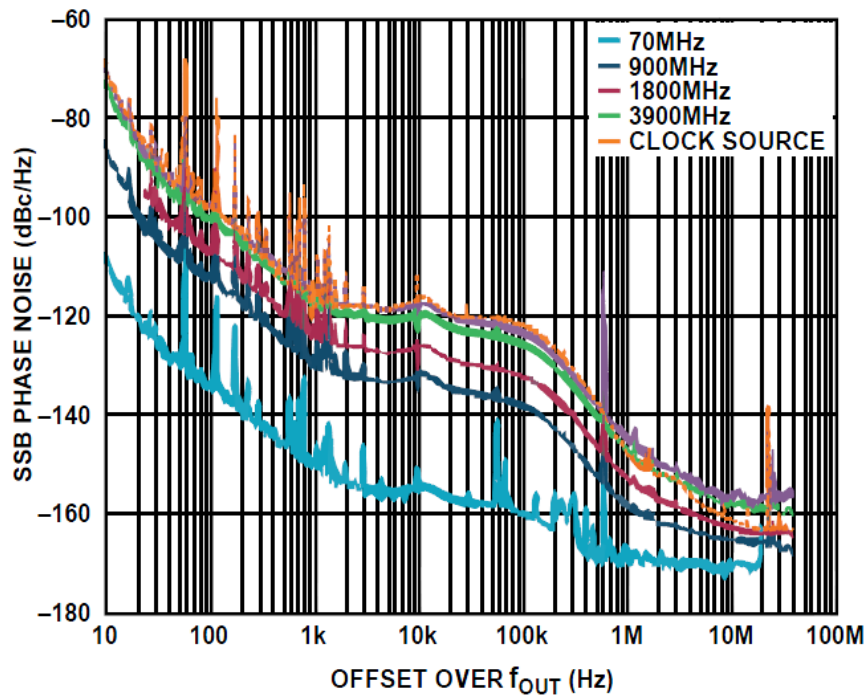


Рисунок 3.1.5 – СПМ мощности фазовых шумов в одиночной боковой полосе ЦАП AD9164 с учетом шумов тактового генератора при  $f_T = 6$  ГГц

На рисунке 3.1.5 показаны шумовые характеристики ЦАП AD9164 с учетом шумов генератора тактовой частоты. В работе [65] приведена методика измерений собственных шумов ЦАП AD9164, позволяющая существенно уменьшить влияние шумов тактового генератора и измерить только собственные шумы ЦАП. Результаты таких измерений приведены на рисунке 3.1.6. Из сравнения характеристик на рисунках 3.1.5 и 3.1.6 видно, что шумы тактового генератора вносят существенный вклад в общий уровень шумов выходного сигнала ЦАП (более чем 10 дБ/Гц при отстройке 1 кГц).

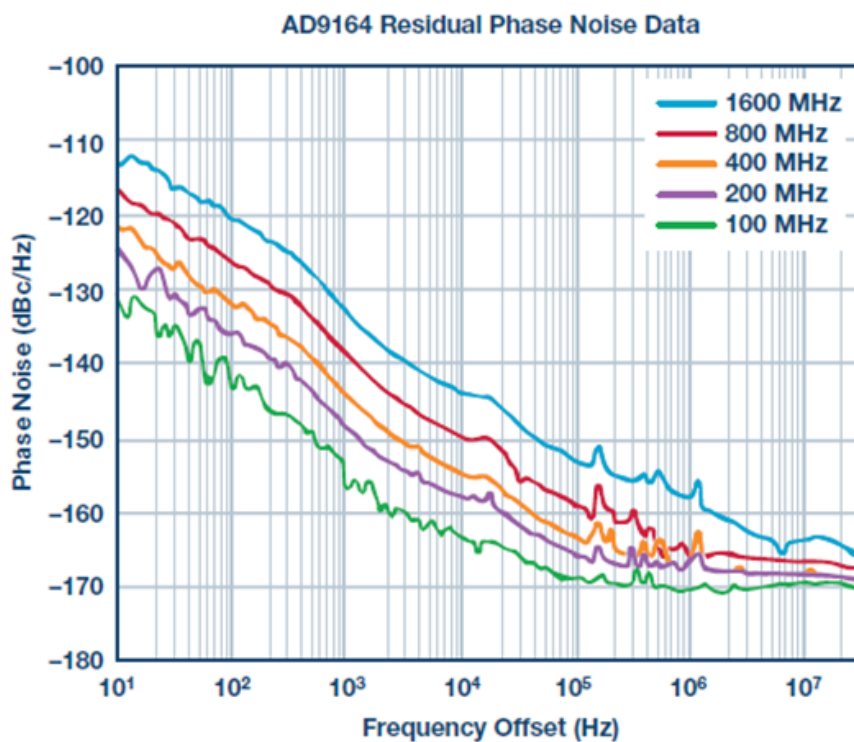


Рисунок 3.1.6 – СПМ собственных фазовых шумов ЦАП AD9164 (без учета шумов тактового генератора)

Для измерения спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов разработано множество методик, среди которых наибольшее практическое применение получили три подхода: метод прямого измерения, метод фазового детектора и метод двухканальной взаимной корреляции, отличающиеся принципами реализации, точностью и областью применения. [66].

### 3.2 Методики формирования математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов цифро-аналоговых преобразователей на основе экспериментальных характеристик на опорной частоте

3.2.1 Обзор методик определения коэффициентов модели спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на основе экспериментальных характеристик на основной частоте

Модель СПМ фазовых шумов на основе степенных функций (3.1.3) используется для теоретического анализа шумовых характеристик радиоустройств. Для более удобного представления СПМ фазовых флуктуаций выходного сигнала различных устройств в [67] предложено использовать преобразованную модель следующего вида

$$S(F) = \sum_{i=0}^4 \frac{10^{k_i}}{F^i}, \quad 0 \leq F \leq F_h, \quad (3.2.1)$$

где  $k_i$  — коэффициенты, определяющие уровень СПМ соответствующего шума.

При выполнении анализа СПМ фазовых помех на различных частотных отстройках учитывается как вклад входного сигнала  $S_{вх}(F)$ , так и влияние собственных шумовых характеристик каскада  $S_{шсобр}(F)$  [66, 68]:

$$S_{вых}(F) = |L(F)|^2 \cdot S_{вх}(F) + S_{шсобр}(F), \quad (3.2.2)$$

где  $L(F)$  — коэффициент передачи шума входного сигнала.

Рассмотрим предложенную в [69] модель СПМ фазовых шумов цифрового вычислительного синтезатора для основной частоты:

$$S(F) = K_{ЦВС}^2 \left( \frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_{кв}, \quad (3.2.3)$$

где коэффициент  $k_2$  характеризует уровень СПМ  $1/F^2$  шума,  $k_1$  —  $1/F$  шума,  $k_3$  — естественной шумовой составляющей входных цепей,  $k_4$  — естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки,  $F$  — величина отстройки от несущей частоты,  $K_{ЦВС} = f_{out}/f_T$  — коэффициент передачи ЦВС,  $f_{out}$  — выходная

частота ЦВС,  $f_T$  — тактовая частота ЦВС,  $S_{кв} = 2^{-2N-0,59} \left( \frac{f_{out}}{f_T^2} \right) \left( \frac{\sin(\pi K_{ЦВС})}{(\pi K_{ЦВС})} \right)^{-2}$  — величина шумов квантования,  $N$  — разрядность ЦАП. При  $N > 14$  шумы квантования существенно меньше других и их можно не учитывать.

В модели шумовых характеристик ЦВС (3.2.3) основным звеном, вносящим шум, является ЦАП. Поэтому она может быть взята за основу математической модели СПМ фазовых шумов ЦАП.

В [70] приведена методика определения коэффициентов  $k_i$  интегральных ЦВС по приведенным в техническом описании микросхемы шумовым характеристикам. На рисунке 3.2.1 приведены шумовые характеристики ЦВС AD9911, на которых отмечены точки, используемые для расчёта коэффициентов  $k_i$ , определяющих уровни соответствующих шумовых составляющих.

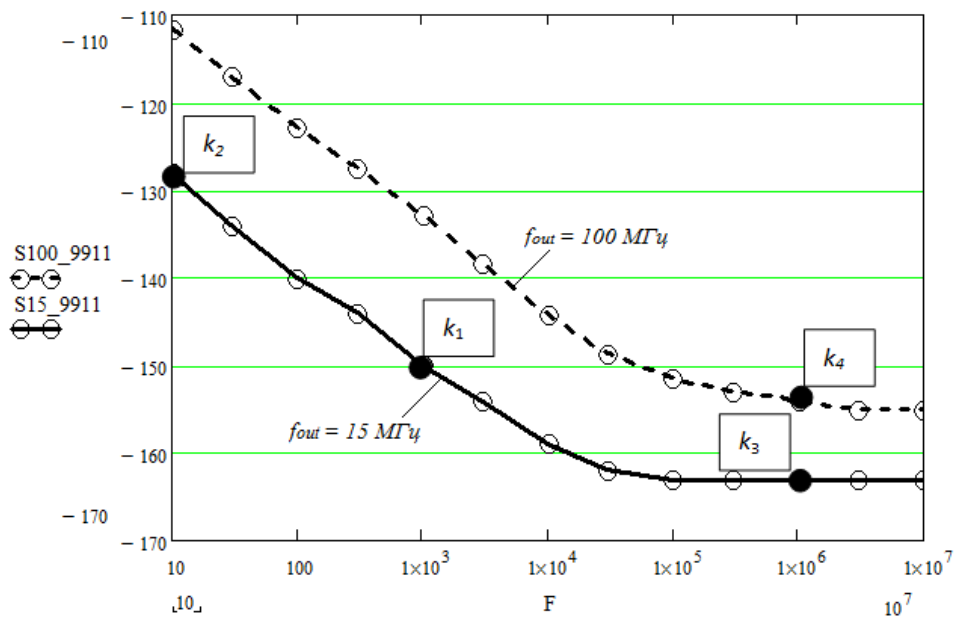


Рисунок 3.2.1 – СПМ фазовых шумов ЦВС AD9911 для выходных частот  $f_{outmin}=15$  МГц,  $f_{outmax}=100$  МГц при тактовой частоте  $f_T=1$  ГГц

Коэффициент  $k_1$ , определяющий уровень фликкер-шумов ( $1/F$ ), соответствует частотному диапазону  $\sim 10$ – $10000$  Гц. В пределах этого участка вклад остальных составляющих фазового шума пренебрежимо мал и может не

учитываться. При средней частоте  $F=1000$  Гц выражение для коэффициента  $k_1$  выводится из соотношения (3.2.3) и имеет вид:

$$k_1 = \lg \left( \frac{10^{-S_{\text{дБ}}(F, f_{\text{outmin}})/10} F}{\left( \frac{f_{\text{outmin}}}{f_T} \right)^2} \right)_{\text{при } F=1000 \text{ Гц}} \quad (3.2.4)$$

Значение СПМ фазового шума  $S_{\text{дБ}}(F, f_{\text{outmin}})$  определяют по наименьшей выходной частоте ЦВС, для которой имеются экспериментальные характеристики. Это связано с тем, что при такой частоте коэффициент передачи  $K_{\text{ЦВС}}$  принимает минимальное значение. При этом вклад собственных шумовых составляющих ЦВС и шумов опорного генератора в итоговую погрешность вычислений оказывается несущественным и может не учитываться.

Уровень составляющей белого частотного шума задается коэффициентом  $k_2$ , вычисление которого производится для минимальной частоты отстройки, равной 10 Гц.

$$k_2 = \lg \left( \frac{10^{-S_{\text{дБ}}(F, f_{\text{outmin}})/10} F^2}{\left( \frac{f_{\text{outmin}}}{f_T} \right)^2} - 10^{k_1} F \right)_{\text{при } F=10 \text{ Гц}} \quad (3.2.5)$$

Коэффициент  $k_3$ , отражающий вклад естественных шумов входных цепей, рассчитывается при отстройках  $F \geq 1$  МГц для минимального значения выходной частоты ЦВС. Полагая влияние остальных шумовых компонент пренебрежимо малым, на основе выражения (3.2.3) можно записать  $S(F) = 10^{k_3} + S_{\text{кв}}$  и после преобразований имеем:

$$k_3 = \lg \left( 10^{-S_{\text{дБ}}(F, f_{\text{outmin}})/10} - 2^{-2N-0,59} \frac{f_{\text{outmin}}}{f_T^2} \right)_{\text{при } F=10^6 \text{ Гц}} \quad (3.2.6)$$

Коэффициент  $k_4$  определяется при величине отстройки  $F \geq 1$  МГц и максимальном значении выходной частоты ЦВС. Из (3.2.3) получим

$$k_4 = \lg \left( \frac{10^{-S_{дБ}(F, f_{outmax})/10} - 10^{k_3}}{\left(\frac{f_{outmax}}{f_T}\right)^2} - 2^{-2N-0,59} \frac{1}{f_{outmax}} \right)_{при F=10^6 Гц}. \quad (3.2.7)$$

Для ЦВС AD9911 из рисунка 3.2.1 величины коэффициентов аппроксимации  $k_1 = -9$ ,  $k_2 = -8,3$ ,  $k_3 = -17,8$ ,  $k_4 = -14,8$  и выражение для аппроксимированной СПМ фазовых шумов:

$$S(F) = \left(\frac{f_{out}}{f_T}\right)^2 \left(\frac{10^{-8,3}}{F^2} + \frac{10^{-9}}{F} + 10^{-14,8}\right) + 10^{-17,8} + 2^{-2N-0,59} \left(\frac{f_{out}}{f_T}\right)^2. \quad (3.2.8)$$

Сравнение имеющихся характеристик СПМ фазовых шумов ЦВС AD9911 и других ЦВС с теоретическими зависимостями, построенными по (3.2.8), показало их хорошее совпадение.

В ряде работ [69, 70] при исследовании эффективности методики расчета коэффициентов аппроксимации СПМ фазовых шумов ЦВС по экспериментальным зависимостям, отмечена следующая закономерность: при низких выходных частотах ЦВС становится заметна погрешность модели порядка 3 дБ/Гц. С ростом выходной частоты погрешность уменьшается.

Для снижения погрешности в [71-73] предложены модели СПМ фазовых шумов устройств, основанные на регрессии выборки данных линейной комбинацией функций заданного вида:  $g(F) = \sum_{i=0}^2 C_i F^{-i}$ . Коэффициенты  $C_i$  определяются посредством программ математического моделирования (например, MathCad) на основе данных о СПМ фазовых шумов. Исходные данные представляются в виде набора точек, соответствующих самому низкому значению выходной частоты устройства. Для выполнения регрессионного анализа данных может быть применена функция  $\text{linfit}(F, S, g)$ , возвращающая вектор параметров линейной комбинации пользовательских функций, где  $F$  — вектор значений частоты отстройки, упорядоченный по возрастанию,  $S$  — вектор соответствующих

значений СПМ фазовых шумов,  $g(F)$  — векторная функция скалярного аргумента, задающая вид базисных функций для линейной комбинации.

Коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  определяются по формулам:

$$k_1 = \lg C_1, \quad k_2 = \lg C_2. \quad (3.2.9)$$

Коэффициенты  $k_3$  и  $k_4$  выражаются из уравнения  $10^{k_4} (K_{ЦВС})^2 + 10^{k_3} = 10^{C_0}$  при помощи системы уравнений:

$$\begin{aligned} 10^{k_4} (f_{out1} / f_T)^2 + 10^{k_3} &= 10^{S_{дБ}(F, f_{out1})/10} \\ 10^{k_4} (f_{out2} / f_T)^2 + 10^{k_3} &= 10^{S_{дБ}(F, f_{out2})/10}, \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

где  $f_{out1}$  и  $f_{out2}$  — выходные частоты ЦВС, для которых имеются экспериментальные характеристики.

Решением данной системы будут следующие выражения для  $k_3$  и  $k_4$ :

$$k_4 = \lg \left( \frac{10^{S_{дБ}(F, f_{out1})/10} - 10^{S_{дБ}(F, f_{out2})/10}}{\left(\frac{f_{out1}}{f_T}\right)^2 - \left(\frac{f_{out2}}{f_T}\right)^2} \right), \quad (3.2.11)$$

$$k_3 = \lg \left( 10^{S_{дБ}(F, f_{out2})/10} - 10^{k_4} \left(\frac{f_{out2}}{f_T}\right)^2 \right). \quad (3.2.12)$$

Рассчитанные по данной методике коэффициенты для ЦВС AD9911 равны  $k_1 = -9,08$ ,  $k_2 = -8,3$ ,  $k_3 = -16,8$ ,  $k_4 = -13,7$  и несколько отличаются от приведенных ранее. Сравнение шумовых характеристик СПМ фазовых шумов, полученных по двум методикам, с экспериментальными характеристиками ЦВС показало, что применение регрессии позволяет получить меньшую погрешность по отношению к экспериментальным характеристикам. Особенно это заметно на низких выходных частотах ЦВС, когда погрешность практически равна нулю.

Уточненная модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов и методика расчета коэффициентов модели позволила повысить (на 3–5 дБ/Гц) точность модели [72]. В качестве примера на рисунках 3.2.2а и 3.2.2б приведено сравнение взятых из технического

описания микросхемы характеристик ЦВС с СПМ фазовых шумов, рассчитанными с помощью регрессии и по методике определения коэффициентов аппроксимации (выражения (3.2.4), (3.2.5), (3.2.6), (3.2.7)).

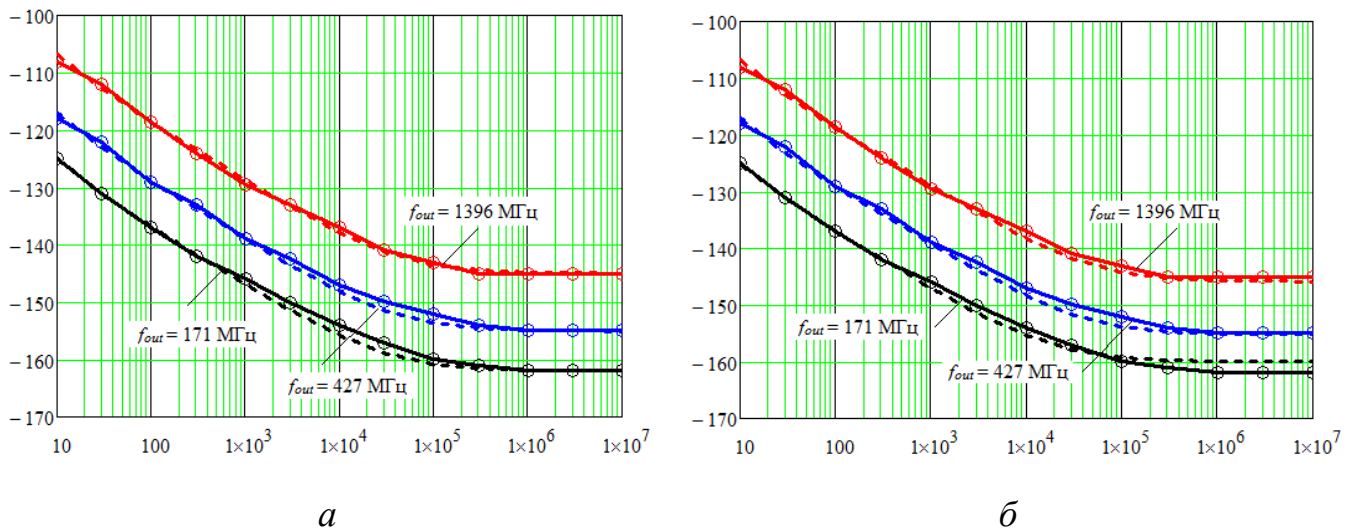


Рисунок 3.2.2 – Экспериментальные (с кружочками) и теоретические СПМ фазовых шумов ЦВС AD9914 для  $f_{out}=171$  МГц, 427 МГц, 1396 МГц

а) по регрессионной модели, б) по модели расчета коэффициентов аппроксимации

### 3.2.2 Модернизированная методика определения коэффициентов модели СПМ фазовых шумов при недостаточности экспериментальных данных

Описанные методики эффективны лишь в случаях достаточности имеющихся экспериментальных характеристик. Случается, что их число либо ограничено, либо их нет вовсе – и в техническом описании устройства приведено только несколько численных значений СПМ фазовых шумов на нескольких частотах. Методика получения математической модели СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе ЦАП на основе недостаточности имеющихся данных описана в [74-76].

В качестве примера приведем техническое описание 16–разрядного ЦАП LTC2000A [13], где указано только несколько значений уровня СПМ фазовых шумов для различных выходных частот. Параметры этой микросхемы, приведенные в ее техническом описании, показаны в таблице 3.2.1.

Таблица 3.2.1. Параметры ЦАП LTC2000A из его технического описания

Parameter	Conditions	Typ	Units
Noise Spectral Density 0dBFS Single Tone, $f_T = 2.7\text{Gsps}$ N=16	$f_{outmin} = 100\text{ MHz}$	$S_{NSDmin} = -164$	dBm/Hz
	$f_{out} = 350\text{ MHz}$	-158	dBm/Hz
	$f_{out} = 550\text{ MHz}$	-155	dBm/Hz
	$f_{outmax} = 950\text{ MHz}$	$S_{NSDmax} = -153$	dBm/Hz
Phase Noise $f_T = 2.7\text{Gsps}$ , $f_{out} = 65\text{ MHz}$ 0 dBFS Single Tone	$F_1 = 10\text{ kHz}$	$S_{изм1} = -141$	dBc/Hz
	$F_2 = 1\text{ MHz}$	-156	dBc/Hz

Исследование модели СПМ фазовых шумов ЦВС показало, что уровень белого частотного шума  $1/F^2$  (определяемый при  $F \leq 10$  Гц) весьма мал. Из литературы [16] следует, что такие шумы возникают только в генераторах колебаний, а в других радиоустройствах присутствуют только фликкер-шумы. Вероятно, малая часть белого частотного шума в моделях шумовых характеристик ЦВС получалась за счет неполной компенсации  $1/F^2$  шумов опорного генератора. Поэтому здесь при построении математических моделей СПМ фазовых шумов ЦАП составляющей с коэффициентом  $k_2$  пренебрегаем. Шумы квантования при количестве разрядов ЦАП  $> 14$  существенно меньше естественных шумов, поэтому ими тоже пренебрегаем.

На основе модели расчета СПМ фазовых шумов ЦВС (3.2.3) запишем математическую модель СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе ЦАП:

$$S_{ЦАП}(F) = K_{ЦАП}^2 \left( \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3}. \quad (3.2.13)$$

Уровень фликкер-шума, определяемого коэффициентом  $k_1$ , определим из (3.2.13) для отстройки  $F_1 = 10$  кГц (таблица 3.2.1) для меньшей выходной частоты, так как все остальные шумы при этой отстройке будут существенно ниже. Тогда

$10^{S_{изм1}(F_1, f_{out})/10} = K_{ЦАП}^2 \cdot \frac{10^{k_1}}{F_1}$ , и после преобразования получим:

$$k_1 = \lg \left( \frac{10^{-S_{изм1}(F_1, f_{out})/10} F_1}{(K_{ЦАП})^2} \right). \quad (3.2.14)$$

Здесь  $S_{изм}(F_1, f_{out})$  – значение СПМ фазового шума в дБн/Гц для наименьшей выходной частоты  $f_{out} = 65$  МГц при частоте отстройки  $F_1$  (наименьший  $K_{ЦАП} = f_{out} / f_T = 65 \text{ МГц} / 2700 \text{ МГц} = 0,024$ ). Подставив в выражение (3.2.14) данные из таблицы 3.2.1 для частоты отстройки  $F_1=10$  кГц и  $S_{изм}(F_1, f_{out}) = -141 \text{ дБн/Гц}$ , получаем  $k_1 = -6,88$ .

Коэффициенты  $k_3$  и  $k_4$  характеризуют СПМ теплового шума на горизонтальном участке характеристики для частоты отстройки  $F \geq 1$  МГц. Для частоты  $F_2=1$  МГц имеется значение спектральной плотности мощности фазовых шумов  $-156$  дБн/Гц, однако имеется и меньшее значение спектральной плотности шума  $S_{NSDmin} = -164$  дБн/Гц, измеренное на частоте  $100$  МГц при одинаковых мощностях сигнала ( $1$  мВт) с частотой  $65$  МГц, то есть при большой отстройке  $35$  МГц. СПМ фазового шума в одиночной боковой полосе равна удвоенной мощности спектральной плотности шума, так как она обусловлена шумами обеих боковых полос. Поэтому можно считать, что СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе при отстройке  $F=35$  МГц равна  $S_{NSDmin} + 3 \text{ дБ} = 161$  дБн/Гц.

При малой выходной частоте преобладают естественные шумы входных цепей [77], поэтому выражение для коэффициента

$$k_3 = \lg(10^{(S_{NSDmin} + 3)/10}). \quad (3.2.15)$$

При больших выходных частотах естественные шумы входных цепей и нагрузки соизмеримы, и преобразовав (3.2.13) с учетом сделанных допущений к виду:

$$S_{ЦАП}(F) = K_{ЦАП}^2 \cdot 10^{k_4} + 10^{k_3}, \quad (3.2.16)$$

после преобразований получим

$$k_4 = \lg \left( \frac{10^{(S_{NSDmax} + 3)/10} - 10^{k_3}}{K_{ЦАПmax}^2} \right), \quad (3.2.17)$$

где  $K_{ЦАПmax} = f_{outmax} / f_T$ .

Для LTC2000A полученные значения коэффициентов  $k_3 = -16,1$ ,  $k_4 = -14,47$  и выражение для математической модели СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе для цифро-аналогового преобразователя примет вид

$$S_{\text{ЦАП}}(F) = K_{\text{ЦАП}}^2 \left( \frac{10^{-6,88}}{F} + 10^{-14,47} \right) + 10^{-16,1}. \quad (3.2.18)$$

Построенная с помощью его зависимость СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе частот ЦАП приведена на рисунке 3.2.3. Точки с координатами  $F_2=1$  МГц и соответствующим значением СПМ фазовых шумов  $-156$  дБн/Гц и  $F_1=10$  кГц и  $-141$  дБн/Гц находятся на теоретической характеристике, что говорит об адекватности модели.

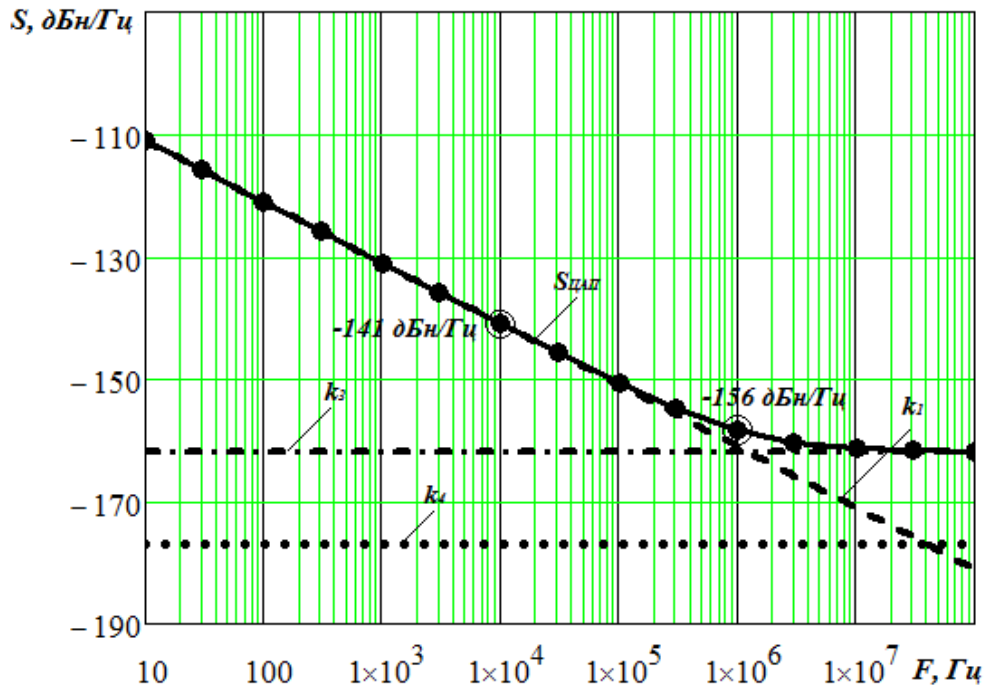


Рисунок 3.2.3 – Теоретические СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе частот ЦАП LTC2000A и ее составляющие для выходной частоты  $f_{\text{out}}=65$  МГц и  $f_T=2,7$  ГГц

По данной методике проведено моделирование шумовых характеристик ЦАП LTC2000A для нескольких выходных частот — рисунок 3.2.4.

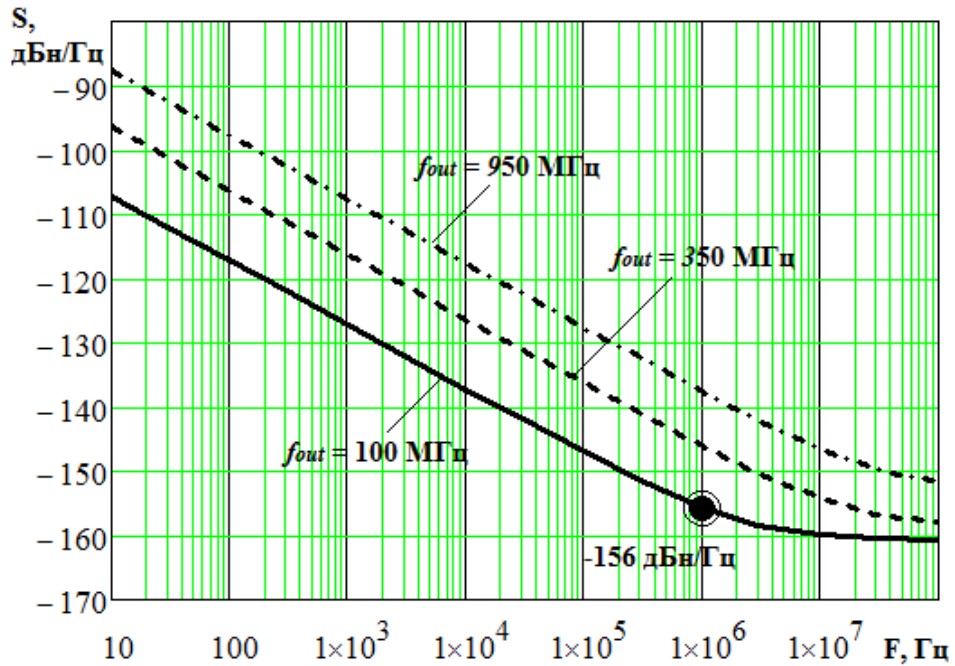


Рисунок 3.2.4 – Теоретические СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе частот ЦАП LTC2000A для выходных частот  $f_{out}=100$  МГц, 350 МГц и 950 МГц и  $f_T=2,7$  ГГц

Анализ полученных данных показывает, что рост выходной частоты сопровождается увеличением СПМ фазовых шумов, подчиняющимся квадратичной зависимости согласно выражению (3.2.16). Лишь в области больших отстроек (более 1 МГц) доминирующей составляющей становится естественная компонента  $10^{k3}$ , величина которой не зависит от частоты. Рассчитанные уровни аддитивных шумов для этих трех частот соответствуют данным, приведенным в технической документации микросхемы ЦАП [74] (таблица 3.2.1).

В таблице 3.2.2. приведены справочные параметры ЦАП LTC2000 [13].

Таблица 3.2.2. Параметры ЦАП LTC2000 из его технического описания

Parameter	Conditions	Typ	Units
Noise Spectral Density 0dBFS Single Tone, $f_T = 2.5$ Gsps N=16	$f_{outmin} = 100$ MHz	$S_{NSDmin} = -166$	dBm/Hz
	$f_{out} = 350$ MHz	-161	dBm/Hz
	$f_{out} = 550$ MHz	-158	dBm/Hz
	$f_{outmax} = 950$ MHz	$S_{NSDmax} = -156$	dBm/Hz
Phase Noise $f_T = 2.5$ Gsps, $f_{out} = 65$ MHz 0 dBFS Single Tone	$F_1 = 10$ kHz	$S_{изм1} = -147$	dBc/Hz
	$F_2 = 1$ MHz	-165	dBc/Hz

По выражениям (3.2.14), (3.2.15) и (3.2.17) рассчитаем коэффициенты  $k_1$ ,  $k_3$  и  $k_4$  для ЦАП LTC2000. Значения СПМ фазовых шумов взяты из таблицы 3.2.2 и соответствуют техническому описанию LTC2000 [13]. В результате расчетов получим:  $k_1 = -7,53$ ,  $k_3 = -16,3$  и  $k_4 = -15$ . Используя выражение (3.2.18), построим зависимость СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе частот ЦАП LTC2000 — рисунок 3.2.5.

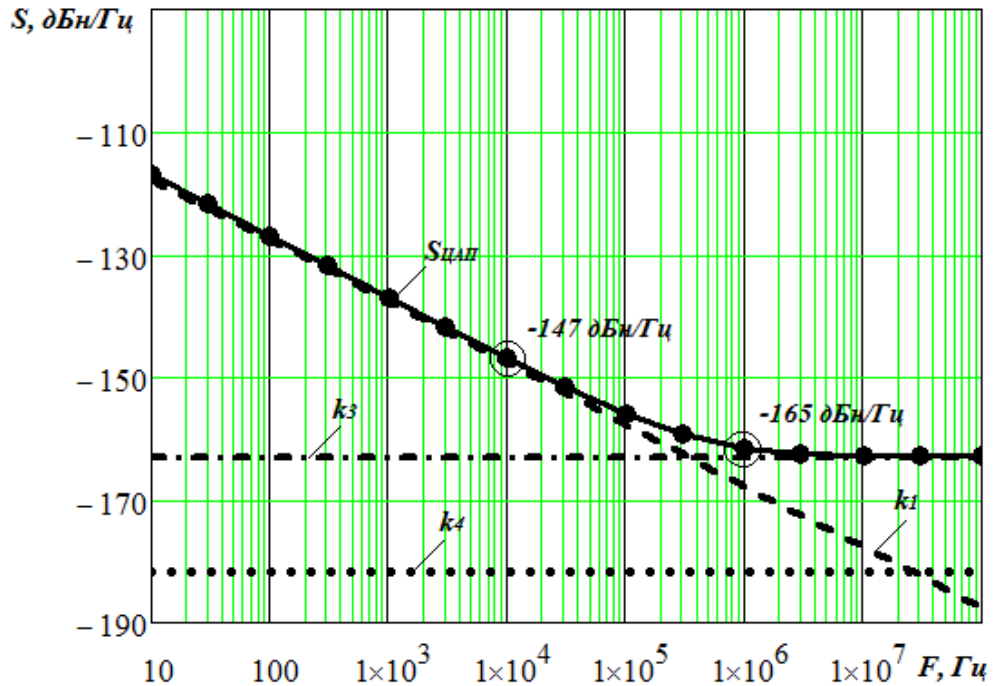


Рисунок 3.2.5 – Теоретические СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе частот ЦАП LTC2000 и ее составляющие для  $f_{out}=65$  МГц и  $f_T=2,5$  ГГц

На рисунке 3.2.6 показаны расчетные шумовые характеристики микросхем LTC2000A и LTC2000 для двух значений  $f_{out}=100$  МГц и  $f_{out}=1200$  МГц. Они получены с использованием предложенной модели и методики определения коэффициентов модели СПМ фазовых шумов при недостаточности экспериментальных данных [75].

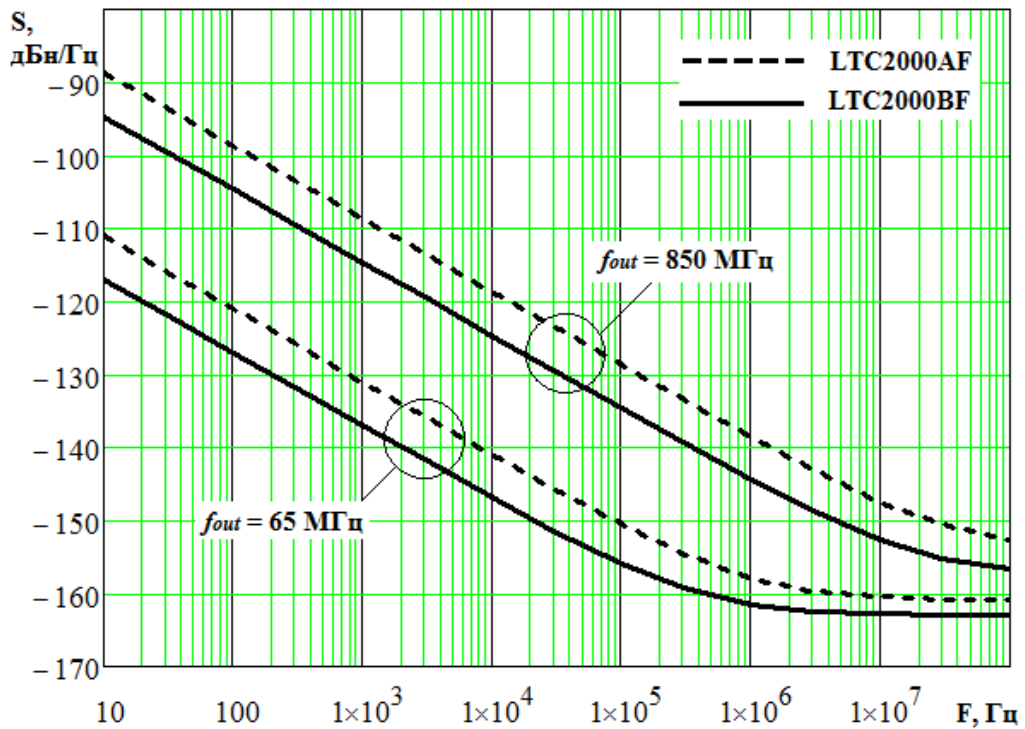


Рисунок 3.2.6 – СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе частот ЦАП LTC2000A и LTC2000B для  $f_{out}=65$  МГц и 850 МГц

На рисунке 3.2.7 показано сравнение шумовых характеристик ЦАП LTC2000A и LTC2000, взятых из [13], с построенными по описанным моделям. В технических описаниях ЦАП приведены экспериментальные шумовые характеристики только для одной выходной частоты  $f_{out}=65$  МГц и двух значений тактовой частоты  $f_T = 2,5$  ГГц и 2,7 ГГц, что не позволяет воспользоваться методикой получения шумовых характеристик, описанной в 3.2.1. На рисунке видно хорошее совпадение экспериментальных и теоретических характеристик, что говорит о практической применимости данной модели для оценки уровня СПМ фазовых шумов на этапе проектирования формирователей сигналов без необходимости создания экспериментального образца.

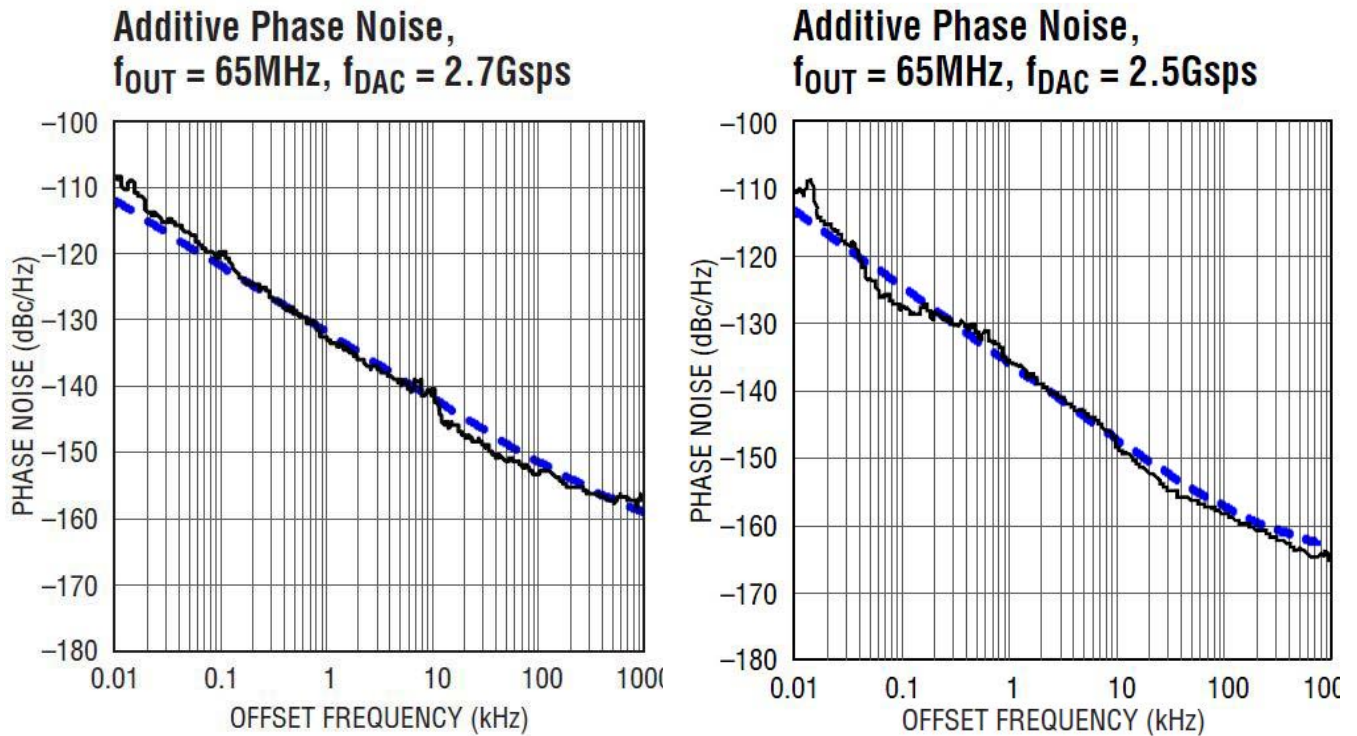


Рисунок 2.3.7 – Экспериментальные и теоретические (пунктиром) СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе ЦАП LTC2000A и LTC2000 для  $f_{out} = 65$  МГц при  $f_T = 2,7$  ГГц и  $2,5$  ГГц

Для нахождения СПМ мощности собственных фазовых шумов микросхемы ЦАП AD9164 воспользуемся рисунком 3.1.6. На нем приведены взятые из [65] зависимости собственных фазовых шумов для пяти выходных частот ЦАП  $f_{out} = 100$  МГц,  $200$  МГц,  $400$  МГц,  $800$  МГц и  $1600$  МГц. По ним при помощи выражений (3.2.4), (3.2.6), (3.2.7) определим коэффициенты модели СПМ собственных фазовых шумов ЦАП AD9164:  $k_1 = -8,844$ ,  $k_3 = -17$ ,  $k_4 = -15,517$ .

Далее при помощи выражения (3.2.13) построим зависимости СПМ фазовых шумов микросхемы ЦАП AD9164. На рисунке 3.2.8 приведено их сравнение с взятыми из технического описания микросхемы шумовыми характеристиками. Видно, что характеристики близки друг другу, что говорит о практической применимости методики определения коэффициентов модели. Выбросы на экспериментальных характеристиках могут объясняться различными внешними факторами или погрешностями измерительной аппаратуры при снятии измерений.

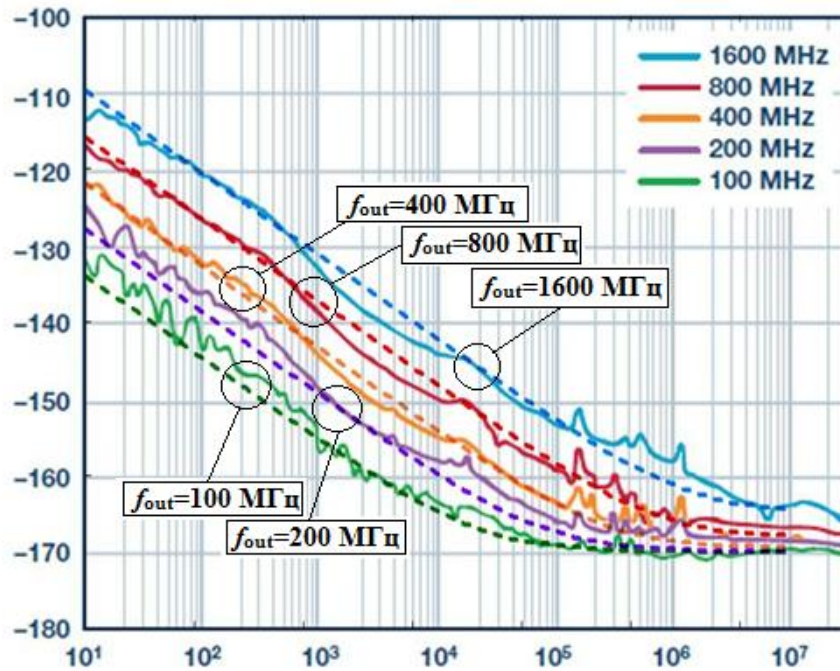


Рисунок 3.2.8 – Экспериментальные [65] и теоретические (пунктиром) СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 для выходных частот: 100 МГц, 200 МГц, 400 МГц, 800 МГц и 1600 МГц при  $f_T = 6$  ГГц

Воспользуемся описанной методикой для получения модели СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе с учетом шумов тактового генератора. На рисунке 3.1.5 приведены взятые из технического описания микросхемы шумовые характеристики ЦАП AD9164 для четырех выходных частот:  $f_{out}=70$  МГц, 900 МГц, 1800 МГц и 3900 МГц и тактового генератора [13]. СПМ фазовых шумов на выходе AD9164 в данном случае будет определяться по формуле:

$$S_{AD9164}(F) = S_{ЦАП}(F) + S_{ГОЧ} \cdot \left( \frac{f_{out}}{f_T} \right)^2, \quad (3.2.19)$$

где  $S_{ЦАП}(F)$  — собственные шумы ЦАП без учета шумов генератора опорной частоты,  $S_{ГОЧ}(F)$  — шумовая характеристика генератора опорной частоты, на рисунке 3.1.5 показанная как CLOCK SOURCE.

Для определения коэффициентов аппроксимации найдем СПМ собственных шумов ЦАП по формуле, полученной из (3.2.19), вычтя из результирующих СПМ фазовых шумов вклад шумов генератора опорной частоты:

$$S_{\text{ЦАП}}(F) = S_{\text{AD9164}} - S_{\text{ГОЧ}} \cdot \left( \frac{f_{\text{out}}}{f_T} \right)^2. \quad (3.2.20)$$

Выходная частота 3900 МГц превышает предел Найквиста [3] – половину тактовой частоты 6000 МГц /2=3000 МГц. В соответствии с (1.1.2) частота 2100 МГц определяется как частота первого отрицательного образа и методика моделирования шумовых характеристик для основной частоты в этом случае не применима. Для корректной оценки СПМ фазовых шумов здесь необходимо использовать методику, учитывающую номер зоны Найквиста.

Зависимости СПМ собственных фазовых шумов ЦАП для выходных частот  $f_{\text{out}}=70$  МГц, 900 МГц и 1800 МГц в соответствии с выражением (3.2.20) приведены на рисунке 3.2.9.

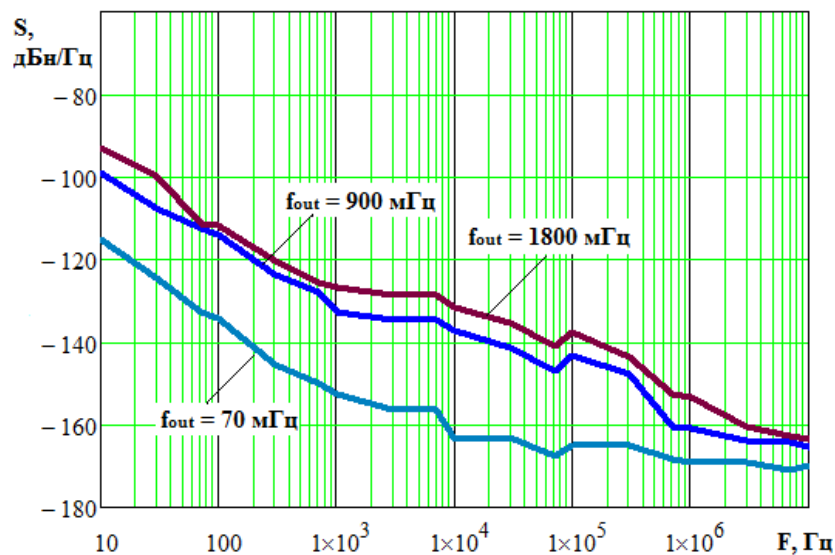


Рисунок 3.2.9 – СПМ собственных фазовых шумов ЦАП AD9164 для  $f_{\text{out}} = 70$  МГц, 900 МГц и 1800 МГц при  $f_T = 6$  ГГц

Для частот  $f_{\text{out\_min}}=70$  МГц и  $f_{\text{out\_max}}=1800$  МГц при помощи выражений (3.2.4), (3.2.6) и (3.2.7) определим коэффициенты аппроксимации:  $k_1 = -8,434$ ,  $k_3 = -17,1$ ,  $k_4 = -15,804$  [78-80]. Далее, используя выражения (3.2.13) и (3.2.19), построим графики СПМ фазовых шумов для трех выходных частот ЦАП с учетом шумов ГОЧ и выполним их сравнение с известными характеристиками — рисунок 3.2.10.

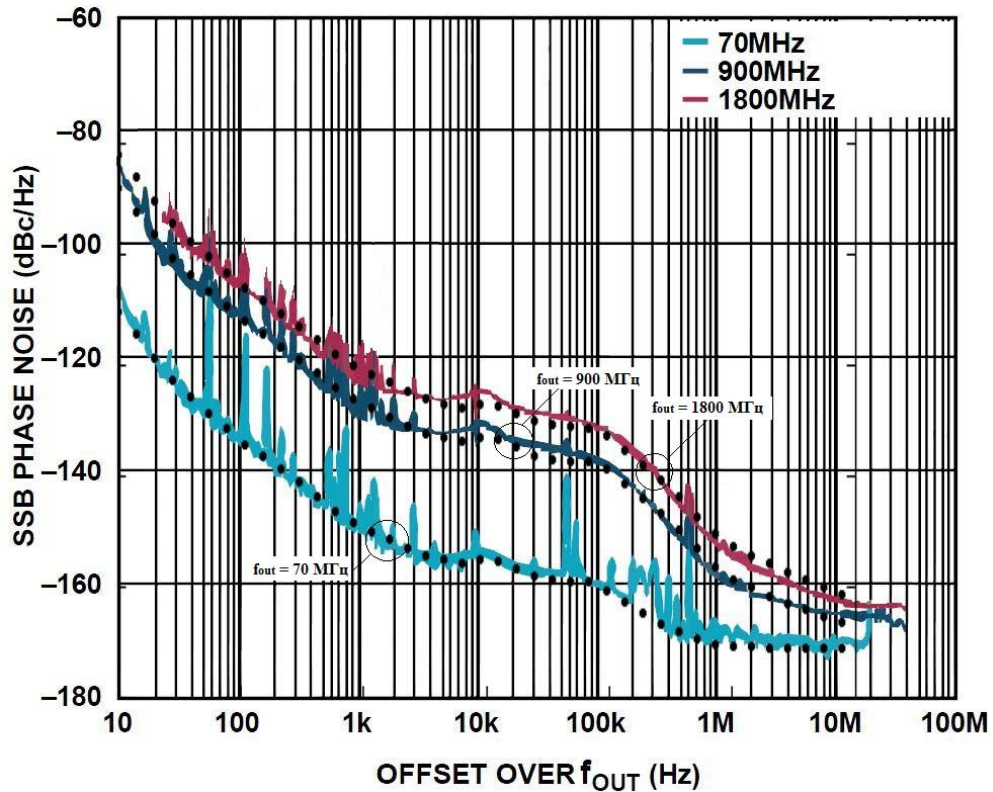


Рисунок 3.2.10 – Экспериментальные [13] и теоретические (показаны точками) СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 для  $f_{out} = 70$  МГц, 900 МГц, 1800 МГц с учетом шумов ГОЧ при  $f_T=6$  ГГц

На рисунке видно, что предложенная модель СПМ фазовых шумов аппроксимирует экспериментальные зависимости с достаточной точностью. Небольшие несоответствия – выбросы (например, на частоте отстройки 10 кГц), можно объяснить вкладом СПМ фазовых шумов ГОЧ в экспериментальные характеристики.

Сравним коэффициенты аппроксимации, полученные по шумовым характеристикам ЦАП AD9164 из двух разных источников – таблица 3.2.3.

Таблица 3.2.3 – Коэффициенты модели СПМ ФШ в одиночной боковой полосе для двух экспериментов

Значение коэффициента	Коэффициенты получены по экспериментальным шумовым характеристикам	
	остаточных шумов ЦАП	с учетом шумов ГОЧ
$k_1$	-8,844	-8,434
$k_3$	-17	-17,1
$k_4$	-15,517	-15,804

Таким образом, можно сделать вывод об адекватности предложенной методики определения СПМ фазовых шумов, так как коэффициенты модели СПМ ФШ в одиночной боковой полосе для двух экспериментов совпали. Небольшие расхождения можно объяснить погрешностями измерительной аппаратуры при снятии экспериментальных характеристик, внешними и другими факторами.

Для некоторых других ЦАП коэффициенты модели СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе представлены в таблице 3.2.4. Они рассчитаны по шумовым характеристикам, взятым из технических описаний данных ЦАП.

Таблица 3.2.4 – Коэффициенты модели СПМ ФШ в одиночной боковой полосе для микросхем ЦАП

ЦАП	Тактовая частота, МГц		Входная частота при вкл. ФАПЧ, МГц		Режимы работы	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$
	Min	Max	Min	Max					
AD9164	1500	12000	–	–	NRZ 2xNRZ RZ RF	–8,43	–5,74	–17,1	–15,8
AD9166	1500	9000	–	–	NRZ 2xNRZ RZ RF	–6,75	–4,91	–16,2	–13,8
AD9171	2910	6200	25	3080	NRZ 2xNRZ RZ RF	–7,61	–5,57	–15,4	–13,6
AD9172	2910	12600	25	3080	NRZ 2xNRZ RZ RF	–7,15	–4,77	–15,2	–13,6
AD9082	2900	12000	25	3000	NRZ	–1,75	0,87	–16	–22,9
AD9144	2230	2800	–	–	NRZ	–6,95	–5,77	–17,3	–14,5
LTC2000A	1250	2700	–	–	NRZ	–6,88	–6,43	–16,1	–14,5
LTC2000	1250	2500	–	–	NRZ	–7,54	–6,91	–16,3	–15

### 3.3 Анализ математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы

Быстродействующие ЦАП в специальных режимах формируют высокочастотные колебания, используя образы основной частоты, поэтому для оценки СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе необходимо разработать соответствующие математические модели.

Рассмотрим режим NRZ.

В режиме NRZ огибающая спектра выходного сигнала ЦАП меняется согласно частотной характеристике (2.1.3):

$$K_{NRZ}(f) = \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\frac{\omega T}{2}} = \frac{\sin\left(\frac{\omega}{\omega_T} \frac{T}{2}\right)}{\frac{\omega}{\omega_T} \frac{T}{2}} = \frac{\sin\left(\frac{2\pi f}{2\pi f_T} \frac{T}{2}\right)}{\frac{2\pi f}{2\pi f_T} \frac{T}{2}} = \sin\left(\pi \frac{f}{f_T}\right) \bigg/ \left(\pi \frac{f}{f_T}\right), \quad (3.3.1)$$

где  $f$  — текущая частота.

Для основной частоты  $f = f_{out}$   $K_{NRZ}(f)$  будет иметь вид:

$$K_{NRZ}(f) = \sin\left(\pi \frac{f_{out}}{f_T}\right) \bigg/ \left(\pi \frac{f_{out}}{f_T}\right).$$

В случае использования в выходном сигнале образов основной частоты  $f = nf_T \pm f_{out}$ , поэтому

$$K_{NRZ}(f) = K_{NRZ}(K_{ЦАП}, n) = \frac{\sin\left(\pi \frac{nf_T \pm f_{out}}{f_T}\right)}{\pi \frac{nf_T \pm f_{out}}{f_T}} = \frac{\sin\left(\pi |n + K_{ЦАП}|\right)}{\pi |n + K_{ЦАП}|}, \quad (3.3.2)$$

где  $n = \dots -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3 \dots$  — номера образа основной частоты,  $K_{ЦАП} = \frac{f_{out}}{f_T}$ .

Так как использование образов основной частоты уменьшает отношение сигнал/шум, то СПМ фазового шума увеличится обратно пропорционально  $K_{NRZ}^2$  [81]. Результирующее выражение СПМ фазовых шумов ЦАП для образов основной частоты в режиме работы NRZ на основе (3.2.13) будет иметь вид:

$$S_{\text{ЦАП\_обрNRZ}}(F) = \left[ \left( \frac{f_{\text{out}}}{f_T} \right)^2 \left( \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} \right] \cdot \frac{1}{K_{\text{NRZ}}^2}. \quad (3.3.3)$$

В общем виде математическую модель СПМ фазовых шумов быстродействующего ЦАП в различных режимах работы можно записать следующим образом:

$$S_{\text{ЦАП\_обр}}(F) = S_{\text{ЦАП}}(F) \cdot Z^2(K_{\text{ЦАП}}, n), \quad (3.3.4)$$

где  $n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$  — номера образов основной частоты,  $K_{\text{ЦАП}} = f_{\text{осн}} / f_T$  — коэффициент передачи ЦАП,  $S_{\text{ЦАП}}(F)$  — математическая модель СПМ фазовых шумов ЦАП на основной частоте,  $Z(K_{\text{ЦАП}}, n)$  — коэффициент передачи фазовых шумов ЦАП в соответствующих специальных режимах работы. Для режима NRZ  $Z_{\text{NRZ}}(K_{\text{ЦАП}}, n) = 1 / K_{\text{NRZ}}$ .

Для других специальных режимов работы далее будут использоваться соответствующие обозначения.

Для получения коэффициентов передачи фазовых шумов ЦАП в известных специальных режимах работы воспользуемся выражениями для огибающих спектров в режимах работы RZ, RF, RFZ, RFZ2 (2.2.2–2.2.5).

Получим коэффициент, определяющий зависимость амплитуды от частоты, для режима RZ [21]:

$$K_{\text{RZ}}(f, q) = \frac{A_0}{q} \cdot \frac{\sin(\pi f / f_T q)}{(\pi f / f_T q)}, \quad (3.3.5)$$

поскольку  $f = f_T |n + K_{\text{ЦАП}}|$  и  $f / f_T = |n + K_{\text{ЦАП}}|$ , переходим к виду:

$$K_{\text{RZ}}(K_{\text{ЦАП}}, q, n) = \frac{A_0}{q} \cdot \frac{\sin\left(\pi \frac{|n + K_{\text{ЦАП}}|}{q}\right)}{\pi \frac{|n + K_{\text{ЦАП}}|}{q}}. \quad (3.3.6)$$

Полученный коэффициент передачи амплитуды зависит от скважности  $q$  и номера образа  $n$ . Переход к описанию СПМ фазовых шумов осуществляется через его обратную величину – квадрат коэффициента передачи фазовых шумов. Таким

образом, результирующее выражение для коэффициента передачи фазовых шумов ЦАП в режиме работы RZ имеет вид [82,83]:

$$Z_{RZ}(K_{\text{ЦАП}}, q, n) = \frac{1}{K_{RZ}} = \frac{\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|}{\sin\left(\frac{\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|}{q}\right)}. \quad (3.3.7)$$

Аналогичным образом получим коэффициенты передачи для других известных режимов работы быстродействующего ЦАП – 2xNRZ и RF.

$$Z_{2xNRZ}(K_{\text{ЦАП}}, n) = \frac{\left(\frac{\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|}{2}\right)}. \quad (3.3.8)$$

$$Z_{RF}(K_{\text{ЦАП}}, q, n) = \frac{\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|}{2\left(\sin\left(\frac{\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|}{2}\right)\right)^2}. \quad (3.3.9)$$

В пункте 3.2 были получены коэффициенты модели шумовых характеристик для микросхемы ЦАП AD9164. Согласно ее техническому описанию [13], AD9164 поддерживает работу не только в режиме NRZ, но и в трех специальных: 2xNRZ, RZ и RF. Выше было определено, что выходная частота 3900 МГц, для которой приведена шумовая характеристика AD9164 в ее техническом описании, является частотой образа  $n = -1$ . Поэтому для получения СПМ фазовых шумов на данной выходной частоте необходимо воспользоваться выражением (3.3.3) с учетом коэффициента передачи фазовых шумов (3.3.9) для режима работы RF. Результат моделирования СПМ собственных шумов ЦАП AD9164 для режима RF представлен на рисунке 3.3.1.

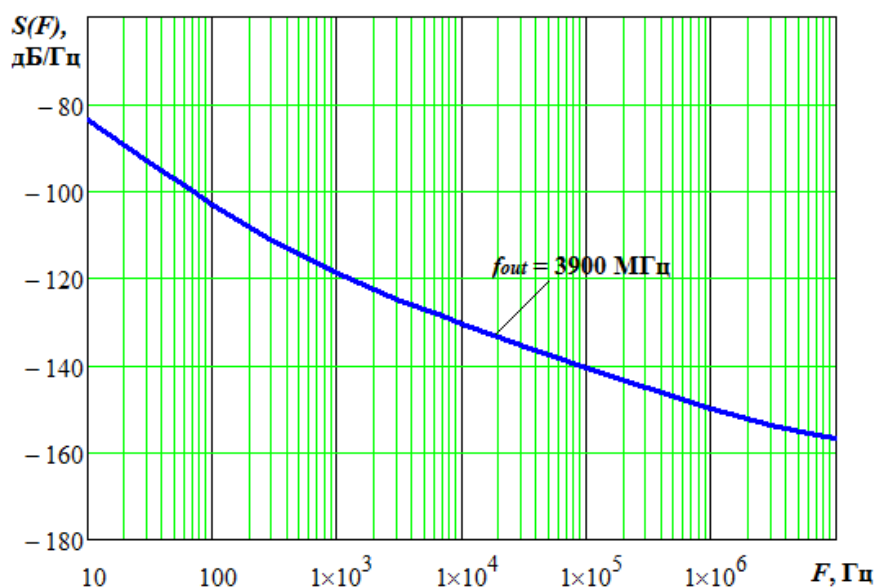


Рисунок 3.3.1 – Теоретическая СПМ собственных фазовых шумов ЦАП AD9164 для выходной частоты 3900 МГц в режиме RF при  $f_T = 6$  ГГц и  $n = -1$

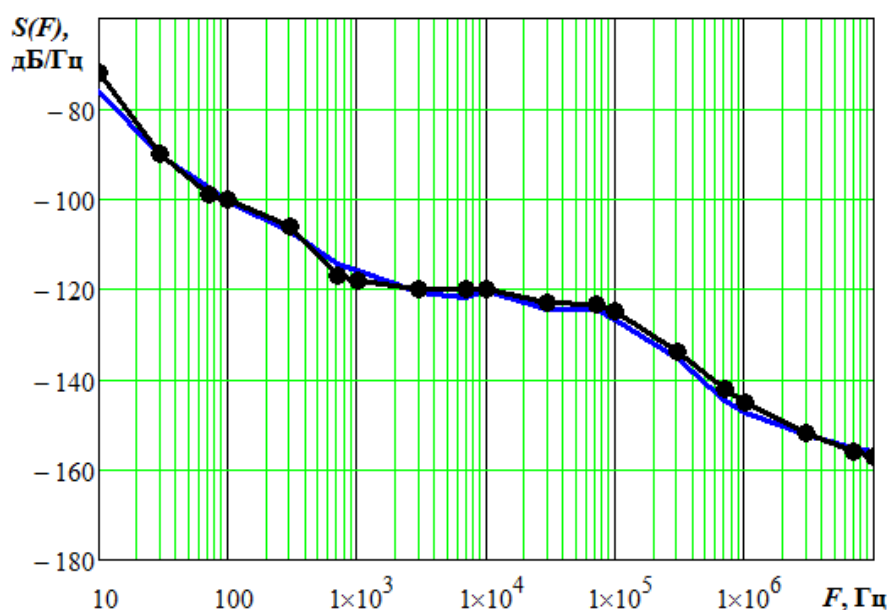


Рисунок 3.3.2 – Экспериментальная [13] (с точками) и теоретическая СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 для выходной частоты 3900 МГц в режиме RF при  $f_T = 6$  ГГц и  $n = -1$  с учетом шумов ГОЧ

Далее воспользуемся выражением (3.2.19) и прибавим к собственным шумам ЦАП шумы опорного генератора. Сравнение полученной характеристики с приведенной в технической документации к микросхеме AD9164 показано на рисунке 3.3.2. На нем видно практически полное совпадение исходной и

теоретической характеристик на частотах отстройки 100 Гц, 10 кГц, 100 кГц, 10 МГц. Небольшое несоответствие характеристик на низких частотах (до 7 дБ/Гц на частоте отстройки 10 Гц) могут объясняться тем, что к шумам тракта добавляются аддитивный шум выходного каскада, джиттер переключения ключей и конечная разрядность сетки квантования.

Используя формулу (3.3.3) для СПМ фазовых шумов в режиме работы NRZ и меняя коэффициент передачи СПМ фазовых шумов  $Z(K_{ЦАП}, n)$  в соответствии с выражениями (3.3.7), (3.3.8) и (3.3.9), получим зависимости СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 в режимах работы 2xNRZ, RZ и RF для различных номеров образов. На рисунках 3.3.3–3.3.6 показаны графики СПМ фазовых шумов для соответствующих номеров образов и режимов работы с лучшими значениями коэффициента  $K_{эфф}$  при  $f_T = 1,5$  ГГц.

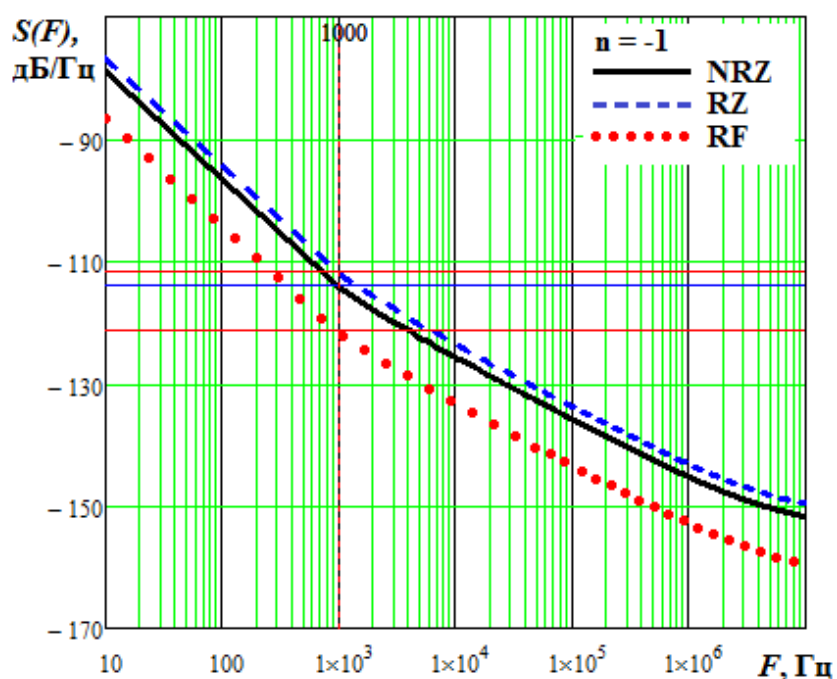


Рисунок 3.3.3 – СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RZ и RF при  $n = -1$ ,  $K_{ЦАП} = 0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

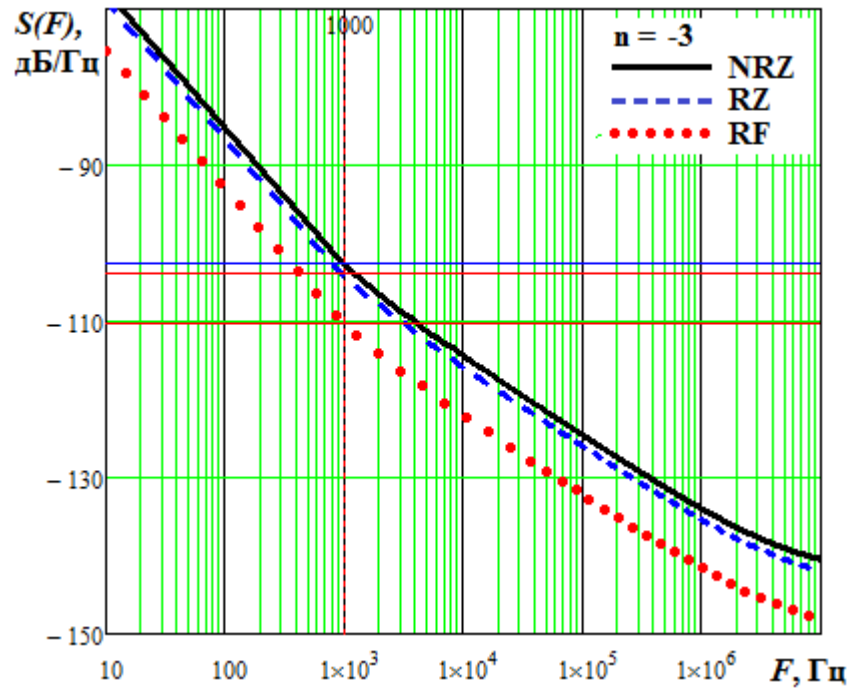


Рисунок 3.3.4 – СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RZ и RF при  $n = -3$ ,  $K_{\text{ЦАП}}=0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

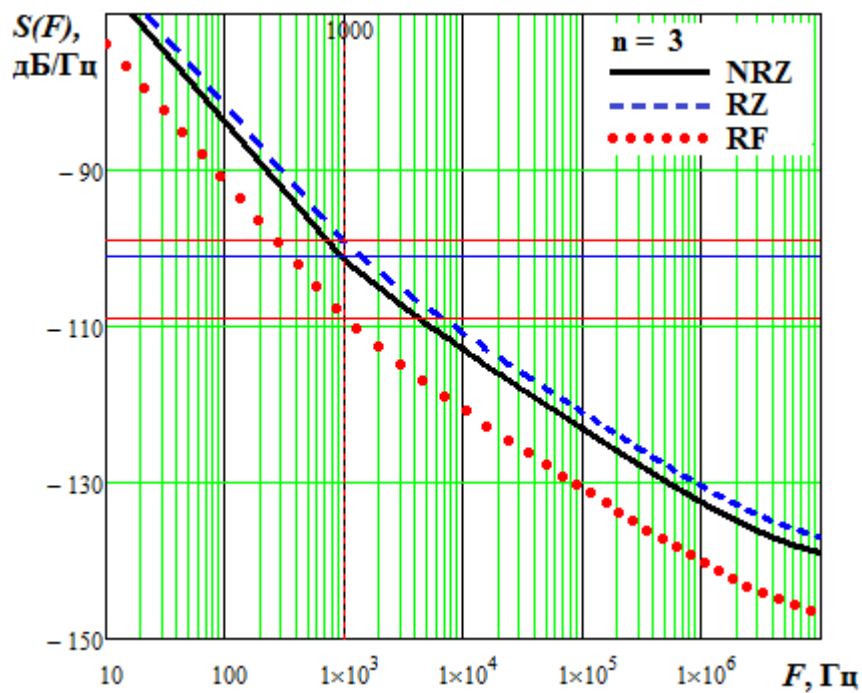


Рисунок 3.3.5 – СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RZ и RF при  $n = 3$ ,  $K_{\text{ЦАП}}=0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

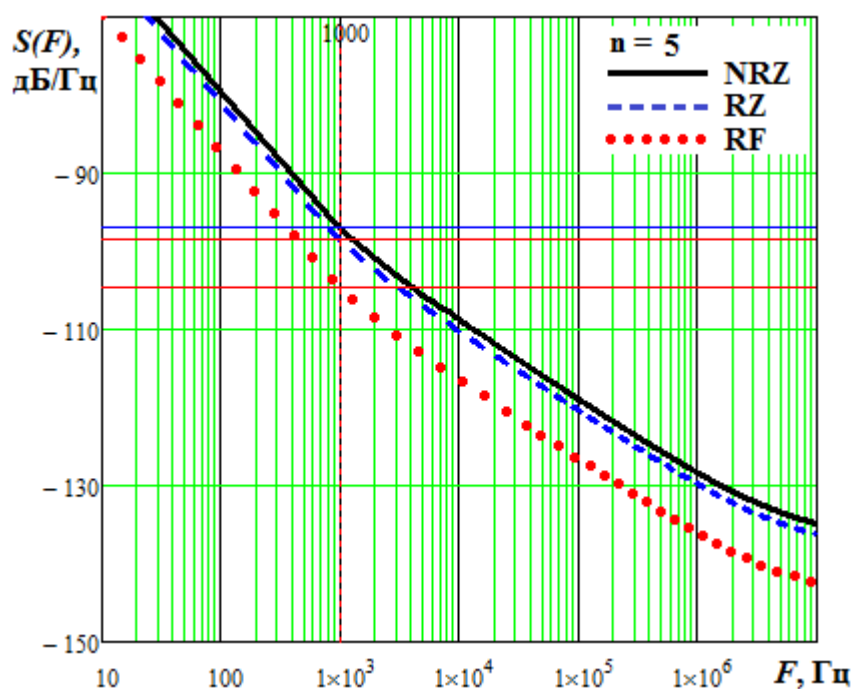


Рисунок 3.3.6 – СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RZ и RF при  $n = 5$ ,  $K_{ЦАП}=0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

Моделирование СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 в специальных режимах работы показало: при лучших коэффициентах эффективного преобразования уровень шумов значительно ниже, чем в режиме NRZ — что подтверждает эффективность специальных режимов в высших зонах Найквиста. В таблице 3.3.1 приведен выигрыш в уровне фазовых шумов в сравнении с NRZ, измеренный на частоте отстройки от несущей 1 кГц. Значение «0» в поле таблицы говорит о том, что режим работы применительно к соответствующему номеру образа не дает улучшения уровня шумов.

Таблица 3.3.1 Выигрыш в уровне фазовых шумов ЦАП в режимах работы 2xNRZ, RZ, RF по сравнению с NRZ на частоте отстройки  $F=1$  кГц для AD9164

Режим	Выигрыш в уровне фазовых шумов, дБ										
	$n = -1$	$n = 1$	$n = -2$	$n = 2$	$n = -3$	$n = 3$	$n = -4$	$n = 4$	$n = -5$	$n = 5$	$n = -6$
2xNRZ	–	–	0,7	1	–	–	1	0,5	–	–	0,6
RZ	0	1,3	3,2	3,3	1,3	0	0	0	0	1,4	3,3
RF	7,8	7,6	0	0	7,7	8	0	0	7,5	7,5	0

При использовании максимальной тактовой частоты  $f_T=6$  ГГц получаемые выходные частоты существенно выше тактовой и, скорее всего, находятся за пределами аналоговой полосы пропускания выпускаемых сегодня быстродействующих ЦАП. Но это можно учесть при разработке ЦАП нового поколения, более того, такие разработки уже имеются. Так, коллектив авторов Уханьского университета (Китай) опубликовал работу, в которой представил высокоскоростной ЦАП на 28-нм CMOS-технологии с полосой пропускания 30 ГГц для приложений 5G/6G [24]. В ней показано, что при правильном проектировании аналогового тракта возможно использовать образы основной частоты на частоте 26 ГГц (9 зона Найквиста).

Специальные режимы работы, поддерживаемые микросхемой ЦАП AD9164, действительно позволяют увеличить уровень выходного сигнала, при этом улучшая отношение сигнал/шум в сравнении с режимом NRZ [84]. Однако при проектировании формирователей радиосигналов на быстродействующих ЦАП для конкретных задач этого выигрыша может быть недостаточно. К тому же, данные режимы работы обеспечивают увеличение выходного сигнала ЦАП не во всех зонах Найквиста. Исходя из этого, возникает предположение, что применение других специальных режимов работы, не поддерживаемых AD9164, позволит использовать как можно больше высокочастотных образов основной частоты для увеличения выходного сигнала.

Коэффициенты передачи фазовых шумов ЦАП в режимах работы RFZ и RFZ2 будут определяться выражениями [21,83]:

$$Z_{RFZ}(K_{ЦАП}, q, n) = \frac{\pi |n + K_{ЦАП}|}{2 \left( \sin \left( \frac{\pi |n + K_{ЦАП}|}{q} \right) \right)^2}. \quad (3.3.10)$$

$$Z_{RFZ2}(K_{ЦАП}, q, n) = \frac{\pi |n + K_{ЦАП}|}{2 \sin \left( \frac{\pi |n + K_{ЦАП}|}{q} \right) \cdot \sin \left( \frac{\pi |n + K_{ЦАП}|}{2} \right)}. \quad (3.3.11)$$

Результаты моделирования СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП с шумами как у AD9164 в режимах работы RFZ и RFZ2 для лучших коэффициентов эффективного преобразования приведены на рисунках 3.3.7–3.3.10.

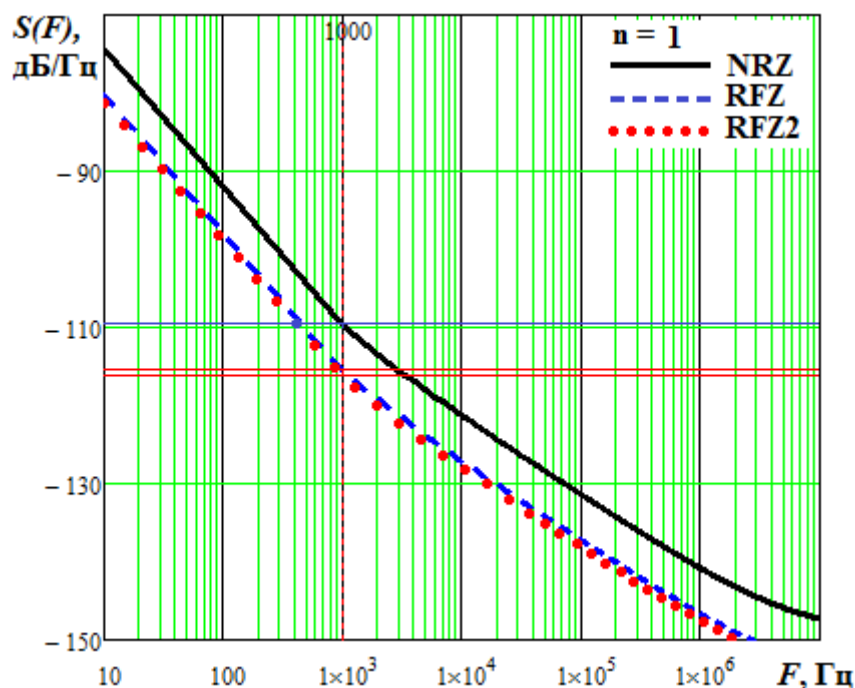


Рисунок 3.3.7 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RFZ и RFZ2 при  $n = 1$ ,  $K_{\text{ЦАП}}=0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

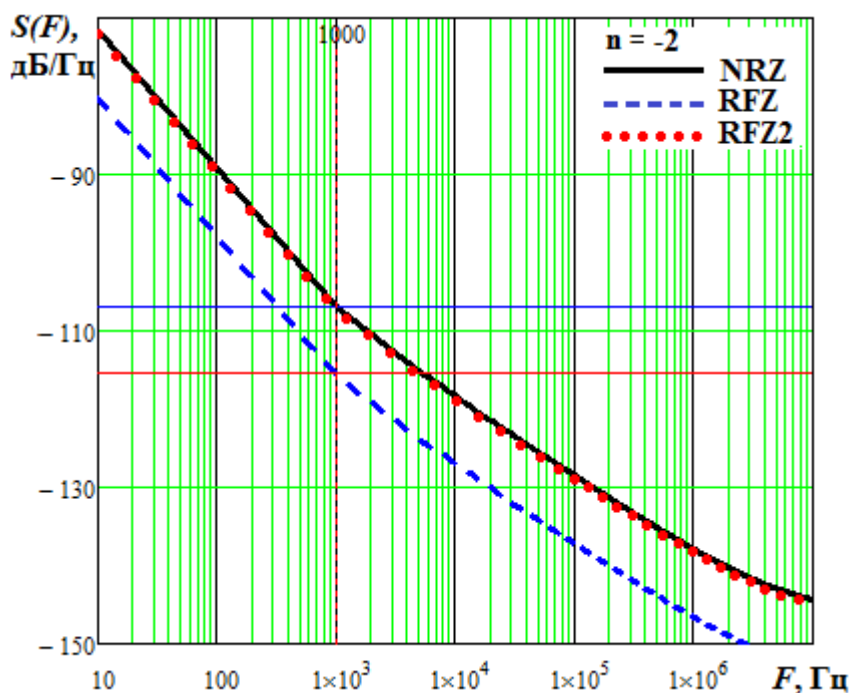


Рисунок 3.3.8 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RFZ и RFZ2 при  $n = -2$ ,  $K_{\text{ЦАП}}=0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

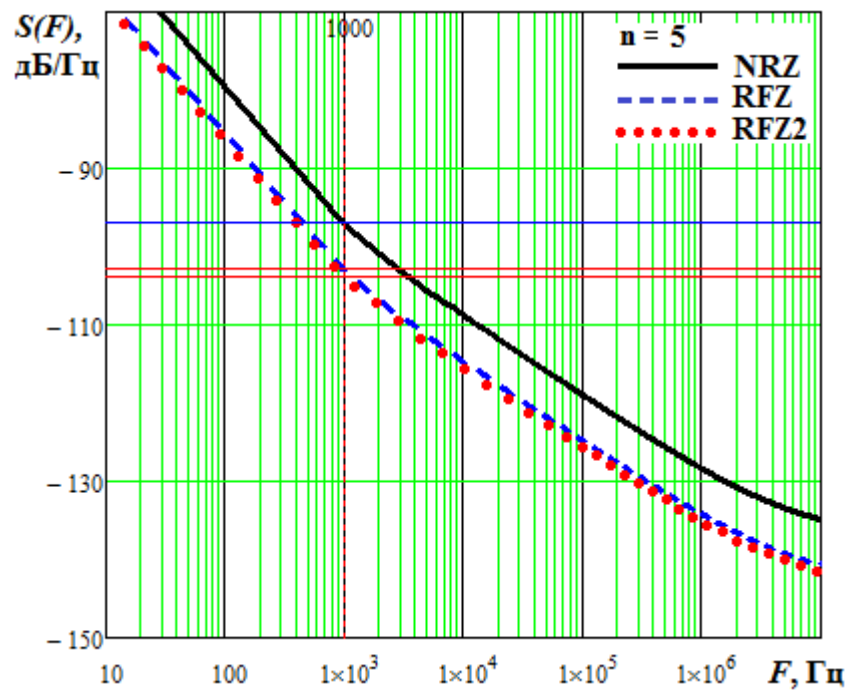


Рисунок 3.3.9 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RFZ и RFZ2 при  $n = 5$ ,  $K_{ЦАП} = 0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

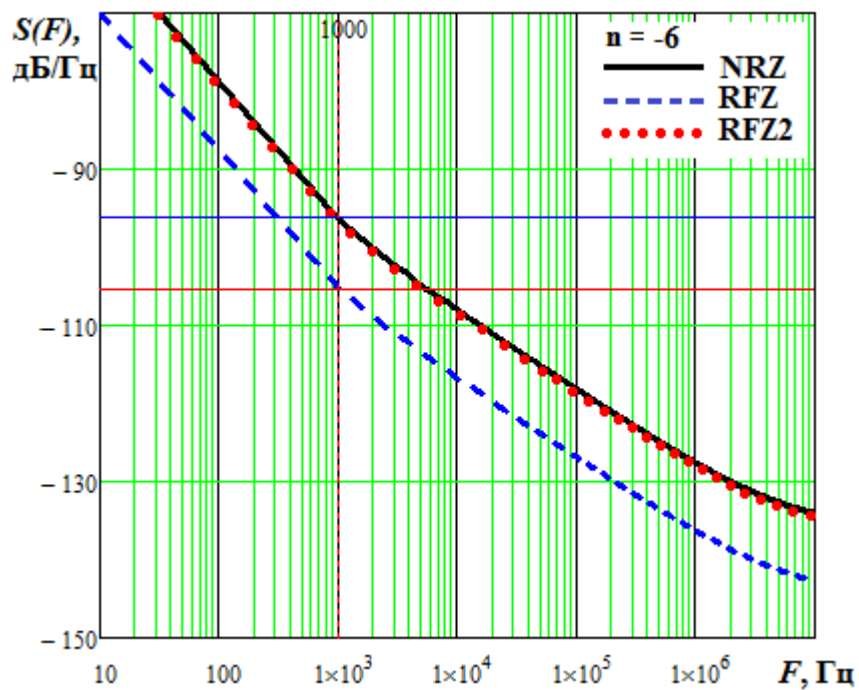


Рисунок 3.3.10 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RFZ и RFZ2 при  $n = -6$ ,  $K_{ЦАП} = 0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

В таблице 3.3.2 приведен выигрыш по уровню фазовых шумов ЦАП AD9164 для поддерживаемых и новых режимов работы.

Таблица 3.3.2 Выигрыш в уровне фазовых шумов в специальных режимах работы по сравнению с NRZ на частоте отстройки  $F=1$  кГц для гипотетической ЦАП AD9164

Режим	Выигрыш в уровне фазовых шумов, дБ										
	n=-1	n=1	n=-2	n=2	n=-3	n=3	n=-4	n=4	n=-5	n=5	n=-6
<b>2xNRZ</b>	–	–	0,7	1	–	–	1	0,5	–	–	0,6
<b>RZ</b>	0	1,3	3,2	3,3	1,3	0	0	0	0	1,4	3,3
<b>RF</b>	7,8	7,6	0	0	7,7	8	0	0	7,5	7,5	0
<b>RFZ</b>	0	5,9	8,5	9	5,9	0	0	0	0	5,9	9
<b>RFZ2</b>	3	6,7	0,2	0,8	6,4	2,8	0	0	2,9	6,9	0,3

Видно, что режимы работы RFZ и RFZ2 позволяют уменьшить уровень фазовых шумов в 4, 5 и 12 зонах Найквиста (-2, 2, -6 образы), в которых поддерживаемые режимы AD9164 неэффективны. Также они демонстрируют уменьшение уровня шумов в 3, 6 и 11 зонах Найквиста (1, -3 и 5 образы). Это говорит об эффективности дальнейших исследований в области применения новых специальных режимов работы.

### 3.4 Анализ математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов быстродействующих ЦАП в новых специальных режимах работы RFZ3, RFZ4

Используя выражения (2.4.1) и (2.4.2) для огибающих спектра выходного сигнала ЦАП в новых специальных режимах работы RFZ3 и RFZ4, найдем коэффициент, определяющий форму выходного сигнала ЦАП в этих режимах [27]:

$$K_{RFZ3}(\omega T) = \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{16}\right) \left[ \sin\left(\frac{\omega T}{16}\right) + \sin\left[5 \cdot \left(\frac{\omega T}{16}\right)\right] \right]}{\frac{4 \cdot \omega T}{16}}, \quad (3.4.1)$$

$$K_{RFZ4}(\omega T) = \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{16}\right) \left[ \sin\left(\frac{\omega T}{16}\right) + \sin\left[3 \cdot \left(\frac{\omega T}{16}\right)\right] \right]}{\frac{4 \cdot \omega T}{16}}. \quad (3.4.2)$$

Чтобы найти коэффициенты передачи фазовых шумов ЦАП в режимах работы RFZ3 и RFZ4, необходимо воспользоваться обратной величиной коэффициента передачи амплитуды — выражений (3.4.1) и (3.4.2). С учетом того, что  $f_{обпн} = nf_T + K_{ЦАП} f_T$ , коэффициенты передачи фазовых шумов для режимов RFZ3 и RFZ4 будут иметь следующий вид [85,86]:

$$Z_{RFZ3}(K_{ЦАП}, n) = \frac{4 \cdot 2\pi \frac{|n + K_{ЦАП}|}{16}}{\sin\left(\frac{2\pi \cdot |n + K_{ЦАП}|}{16}\right) \cdot \left[ \sin\left(\frac{2\pi \cdot |n + K_{ЦАП}|}{16}\right) + \sin\left[5 \cdot \left(\frac{2\pi \cdot |n + K_{ЦАП}|}{16}\right)\right] \right]}, \quad (3.4.3)$$

$$Z_{RFZ4}(K_{ЦАП}, n) = \frac{4 \cdot 2\pi \frac{|n + K_{ЦАП}|}{16}}{\sin\left(\frac{2\pi \cdot |n + K_{ЦАП}|}{16}\right) \cdot \left[ \sin\left(\frac{2\pi \cdot |n + K_{ЦАП}|}{16}\right) + \sin\left[3 \cdot \left(\frac{2\pi \cdot |n + K_{ЦАП}|}{16}\right)\right] \right]}. \quad (3.4.4)$$

На рисунках 3.4.1–3.4.4 представлены результаты моделирования СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП с параметрами AD9164 в режимах работы RFZ3 и RFZ4. Выбраны номера образов, для которых данные режимы работы

обеспечивают лучший выигрыш по уровню фазовых шумов в сравнении с их уровнем в режиме работы NRZ.

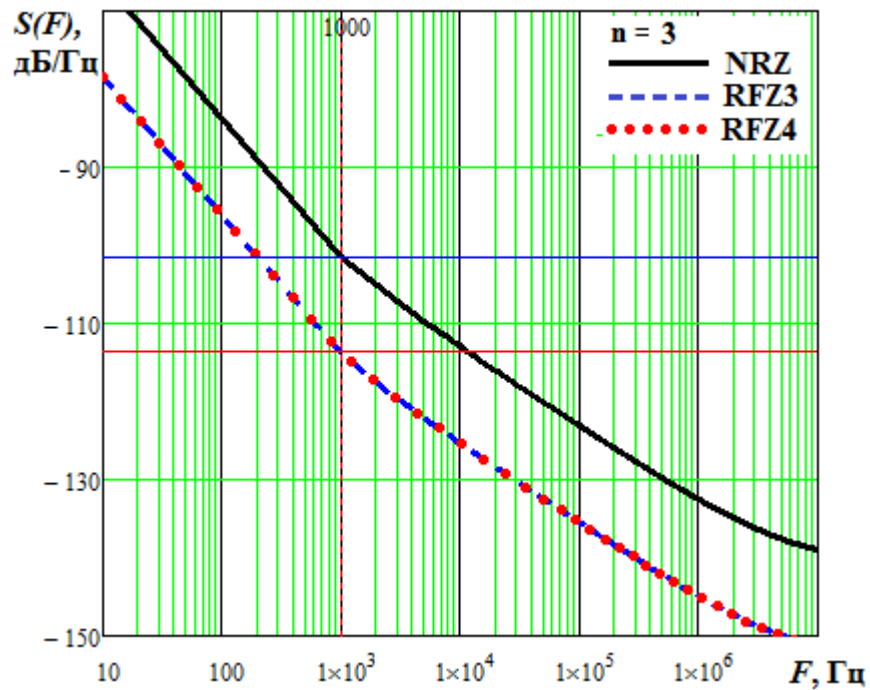


Рисунок 3.4.1 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RFZ3 и RFZ4 при  $n = 3$ ,  $K_{ЦАП} = 0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

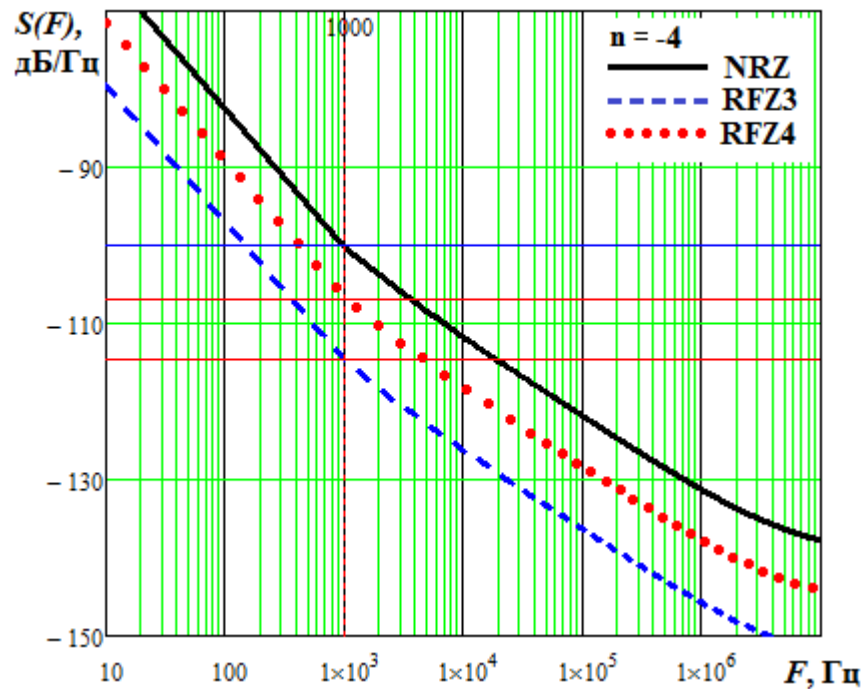


Рисунок 3.4.2 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RFZ3 и RFZ4 при  $n = -4$ ,  $K_{ЦАП} = 0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

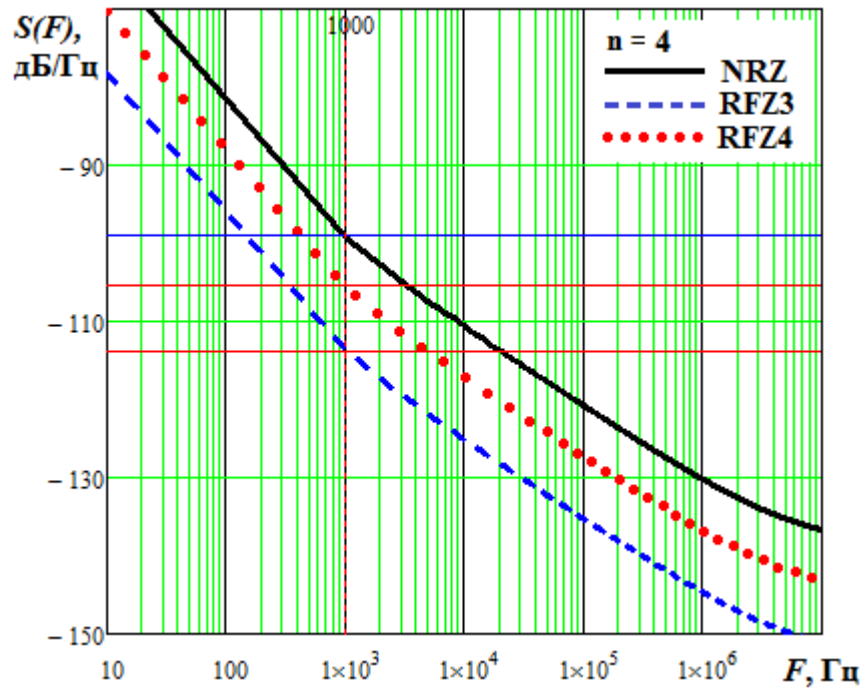


Рисунок 3.4.3 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RFZ3 и RFZ4 при  $n = 4$ ,  $K_{ЦАП} = 0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

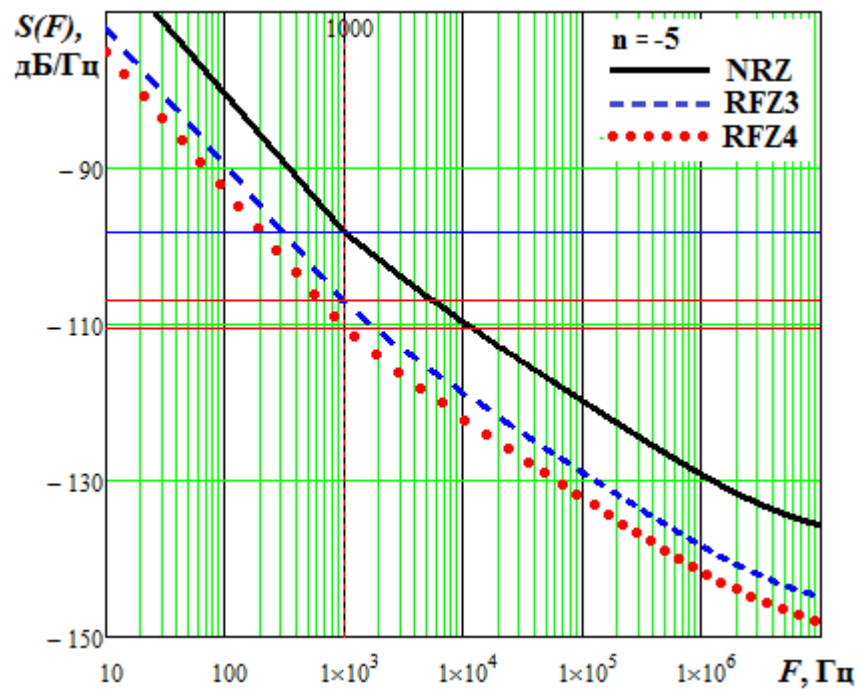


Рисунок 3.4.4 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 в режимах работы NRZ, RFZ3 и RFZ4 при  $n = -5$ ,  $K_{ЦАП} = 0,25$  и  $f_T = 1,5$  ГГц

В таблице 3.4.1 показана разница в уровне фазовых шумов ЦАП в режиме NRZ и специальных (в том числе новых) режимах работы.

Таблица 3.4.1 Выигрыш в уровне фазовых шумов ЦАП в специальных режимах работы по сравнению с NRZ на частоте отстройки  $F=1$  кГц для гипотетической AD9164

Режим	Выигрыш в уровне фазовых шумов, дБ										
	n=-1	n=1	n=-2	n=2	n=-3	n=3	n=-4	n=4	n=-5	n=5	n=-6
<b>2xNRZ</b>	–	–	0,7	1	–	–	1	0,5	–	–	0,6
<b>RZ</b>	0	1,3	3,2	3,3	1,3	0	0	0	0	1,4	3,3
<b>RF</b>	7,8	7,6	0	0	7,7	8	0	0	7,5	7,5	0
<b>RFZ</b>	0	5,9	8,5	9	5,9	0	0	0	0	5,9	9
<b>RFZ2</b>	3	6,7	0,2	0,8	6,4	2,8	0	0	2,9	6,9	0,3
<b>RFZ3</b>	0,7	3,1	0	0	0	12,1	14,5	14,8	8,8	0	0
<b>RFZ4</b>	2,5	2,5	0	0	8,2	12,1	6,7	6,5	12,4	8	0

Уровень фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 в новых специальных режимах работы существенно уменьшился в 6–11 зонах Найквиста (–3, 3, 4, –4, –5 и 5 образы). При этом только режимы работы RFZ3 и RFZ4 эффективны в 8-й и 9-й зонах Найквиста (–4 и 4 образ), а также обеспечивают максимальный выигрыш в уровне фазовых шумов для –3, 3, –5 и 5 образов основной частоты (6-я, 7-я, 10-я и 11-я зоны Найквиста).

Таким образом, использование высших зон Найквиста позволяет либо синтезировать более высокие выходные частоты при фиксированной тактовой частоте, либо снизить требуемую тактовую частоту при сохранении заданной частоты на выходе за счет использования образов (копий спектра) основной частоты.

### 3.4 Выводы

1. Исследованы существующие методики определения коэффициентов модели спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на основе экспериментальных характеристик на основной частоте. Результирующее выражение для СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе ЦВС представлено суммой степенных функций, определяющих уровни различных шумовых составляющих. Более точная методика (на 3–5 дБ) основана на регрессии выборки данных линейной комбинацией функций на основе экспериментальных шумовых характеристик.

2. Для модели СПМ фазовых шумов ЦАП за основу взята модель СПМ ЦВС, в которой показана избыточность шумовой составляющей  $1/F^2$ . Определены коэффициенты этой модели для ряда распространенных быстродействующих ЦАП.

Для случая, когда в данных микросхем отсутствует СПМ фазовых шумов в виде экспериментальных зависимостей и уровень шумов задан только для некоторых частот отстройки, разработана модернизированная методика определения коэффициентов модели СПМ фазовых шумов ЦАП.

Приведенные примеры моделирования СПМ фазовых шумов быстродействующих ЦАП показали хорошее совпадение с данными, приведенными в технических описаниях микросхем.

3. Разработаны и исследованы математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов высокоскоростных ЦАП, для получения которых использовались коэффициенты передачи фазовых шумов ЦАП для каждого из специальных режимов работы. Снижение уровня фазовых шумов ЦАП в сравнении с режимом работы NRZ наблюдалось практически во всех высших зонах Найквиста. Проведенное моделирование предложенных моделей показало хорошее совпадение с экспериментальными характеристиками для тех ЦАП, для которых имеются встроенные специальные режимы работы.

Анализ шумовых характеристик ЦАП в специальных режимах работы показал:

- 2 зона Найквиста ( $n = -1$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 7,8 дБ в режиме работы RF;
- 3 зона Найквиста ( $n = 1$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 7,6 дБ в режиме работы RF;
- 4 зона Найквиста ( $n = -2$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 8,5 дБ в режиме работы RFZ;
- 5 зона Найквиста ( $n = 2$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 9 дБ в режиме работы RFZ;
- 6 зона Найквиста ( $n = -3$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 7,7 дБ в режиме работы RF;
- 7 зона Найквиста ( $n = 3$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 8 дБ в режиме работы RF;
- 8 зона Найквиста ( $n = -4$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 1 дБ в режиме работы 2xNRZ;
- 9 зона Найквиста ( $n = 4$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 0,5 дБ в режиме работы 2xNRZ;
- 10 зона Найквиста ( $n = -5$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 7,5 дБ в режиме работы RF;
- 11 зона Найквиста ( $n = 5$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 7,5 дБ в режиме работы RF;
- 12 зона Найквиста ( $n = -6$ ) – выигрыш в уровне шумов по сравнению с NRZ достигает 9 дБ в режиме работы RFZ;

Практически все режимы демонстрируют выигрыш в уровне фазовых шумов по сравнению с режимом работы NRZ. Однако ни один из них не способен существенно снизить уровень шумов в 8 и 9 зонах Найквиста.

4. Разработаны и исследованы математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов быстродействующего ЦАП в новых специальных режимах работы RFZ3 и RFZ4, использующие коэффициенты

передачи фазовых шумов ЦАП для этих режимов. Моделирование СПМ фазовых шумов ЦАП в новых специальных режимах показало, что их использование существенно снижает уровень шумов по сравнению с режимом NRZ в 6–11 зонах Найквиста. Применительно к номерам образов выигрыш таков:  $n = -3$  — RFZ4 8,2 дБ (6 зона Найквиста);  $n = 3$  — RFZ3, RFZ4 12,1 дБ (7 зона Найквиста);  $n = -4$  — RFZ3 14,5 дБ (8 зона Найквиста);  $n = 4$  — RFZ3 14,8 дБ (9 зона Найквиста);  $n = -5$  — RFZ4 12,4 дБ (10 зона Найквиста);  $n = -6$  — RFZ4 8 дБ (12 зона Найквиста). Кроме того, использование предложенных специальных режимов работы быстродействующих ЦАП позволило снизить уровень фазовых шумов в высших зонах Найквиста по сравнению с уже известными режимами, особенно в 8 и 9 зонах, что не могло быть реализовано.

## ГЛАВА 4. ПРИМЕНЕНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВЫХ ШУМОВ

### 4.1 Алгоритм частотного планирования быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы

Частотное планирование является ключевым этапом проектирования любой радиосистемы и используется для определения допустимых значений ее параметров. Частотное планирование для быстродействующих ЦАП в специальных режимах направлено на обеспечение требуемого уровня выходной частоты с одновременным снижением СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе. Его задача состоит в том, чтобы среди множества режимов работы ЦАП, номеров и знаков образов основной частоты, коэффициентов умножения УЧ ( $n_1$ ), значений тактовой частоты  $f_T$  и других параметров выделить те, которые способны обеспечить максимальную амплитуду образов в высших зонах Найквиста при минимуме фазовых шумов. В работах [30, 87] представлена подробная методика разработки частотного плана для формирователей сигналов, использующих ЦВС на образах основной частоты.

Структурная схема формирователя радиосигналов на основе быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы приведена на рисунке 4.1.1 [21].

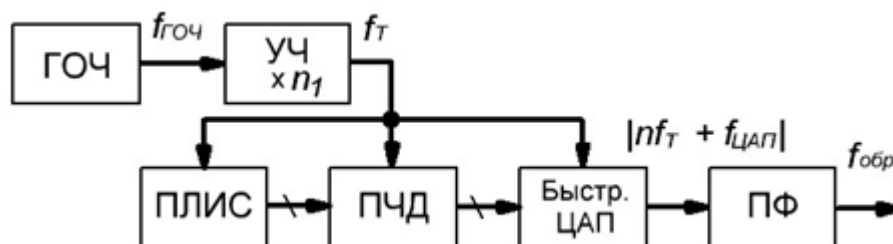


Рисунок 4.1.1 – Структурная схема формирователя радиосигналов на основе быстродействующих ЦАП

В качестве вычислительного ядра формирователя используется ПЛИС, а синтез выходного сигнала обеспечивает высокоскоростной ЦАП в специальных режимах работы. Для этого на его вход подается тактовая частота  $f_T$ , полученная путем умножения частоты опорного генератора  $f_{ГОЧ}$  на коэффициент  $n1$  встроенного умножителя тактовой частоты (УЧ). Выходной сигнал ЦАП представляет собой множество частот  $|nf_T + f_{ЦАП}|$ , где  $n$  — номер образа основной частоты. Частота необходимого образа выделяется при помощи полосового фильтра (ПФ).

Тактовая частота ЦАП будет определяться формулой:

$$f_T = n1f_{ГОЧ}. \quad (4.1.1)$$

Основная частота выходного сигнала ЦАП связана с коэффициентом передачи ЦАП соотношением:

$$f_{ЦАП} = K_{ЦАП} f_T, \quad (4.1.2)$$

где  $K_{ЦАП}$  для ЦАП с возможностью выделения частоты образов должен ограничиваться пределами  $0,15 \leq K_{ЦАП} \leq 0,35$ . Это обеспечивает наилучшую фильтрацию образов, а также наиболее эффективно с энергетической точки зрения.

Исходными данными для частотного планирования быстродействующих ЦАП являются: выходная частота  $f_{обр}$ , максимальная и минимальная тактовые частоты  $f_{Tмакс}$  и  $f_{Tмин}$  ЦАП, желательные частоты ГОЧ (опорного генератора)  $f_{ГОЧ}$  [4].

Требуется определить: режим работы быстродействующего ЦАП, максимальное значение амплитуды, номер образа, коэффициент умножения УЧ, величину коэффициента передачи ЦАП. В данном случае умножитель частоты УЧ введен для расчета необходимой тактовой частоты ЦАП при известной частоте ГОЧ. В некоторых ЦАП имеется встроенная ФАПЧ для повышения тактовой частоты.

Этапы алгоритма частотного планирования [88,89]:

1. На основании исходных данных вычисляется среднее значение коэффициента передачи ЦАП  $K_{ЦАП}$ . Расчёт выполняется для диапазона значений, ограниченного пределами от 0,15 до 0,35.

2. Задаётся  $n_{max}$  — максимальное количество образов основной частоты, для которых будет выполняться расчёт частотного плана.

3. Задаётся диапазон номеров образов  $n = -n_{max} \dots n_{max}$ .

В зависимости от типа используемого ЦАП устанавливается допустимый диапазон значений коэффициента умножения УЧ  $n1$ . Предельное значение  $n1$  не должно превышать величины  $n1_{max}$ , рассчитываемого по формуле

$n1_{max} = trunc\left(\frac{f_{Tmax}}{f_{ГОЧ}}\right)$ . Функция  $Trunc$  возвращает целую часть числа.

4. Рассчитываются максимальная и минимальная частоты генератора опорной частоты (ГОЧ)  $f_{ГОЧ max}$  и  $f_{ГОЧ min}$ .

$$f_{ГОЧ max} = \frac{f_{Tmax}(n, K_{ЦАП})}{n1_{min}}, \quad (4.1.3)$$

$$f_{ГОЧ min} = \frac{f_{Tmin}(n, K_{ЦАП})}{n1_{max}}. \quad (4.1.4)$$

Желаемая частота  $f_{ГОЧ}$  из исходных данных для частотного планирования должна входить в диапазон, ограниченный пределами от  $f_{ГОЧ min}$  до  $f_{ГОЧ max}$ .

5. Выполняется расчёт тактовых частот для различных коэффициентов умножения

$$f_T(n1) = f_{ГОЧ} \cdot n1. \quad (4.1.5)$$

6. Производится расчёт возможных значений коэффициента передачи ЦАП для заданных  $n \neq 0$ ,  $n1$ ,  $K_{ЦАП max}$  и  $K_{ЦАП min}$ .

$$K_{ЦАП}(n, n1) = \begin{cases} \left[ \left( \frac{sign(n) \cdot f_{\Phi}}{f_{max}(n1)} \right) - n \right] \cdot \left[ \left( \frac{sign(n) \cdot f_{\Phi}}{f_{max}(n1)} \right) - n \right] \leq K_{ЦАП max} \wedge \left[ \left( \frac{sign(n) \cdot f_{\Phi}}{f_{max}(n1)} \right) - n \right] \geq K_{ЦАП min} & \text{if } n \neq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.1.6)$$

7. Отбираются возможные для реализации варианты частотного плана. Их коэффициенты передачи ЦАП  $K_{ЦАП}$  не должны равняться нулю:

$$\overline{n1} = n1 \text{ при } K_{ЦАП}(n, n1) \neq 0. \quad (4.1.7)$$

Исходя из этого

$$\overline{K_{ЦАП}}(n, \overline{n1}) = K_{ЦАП}(n, n1) \neq 0, \quad (4.1.8)$$

8. Для возможных вариантов частотного планирования определяются основные частоты ЦАП:

$$f_{out}(n, \overline{n1}) = f_T(\overline{n1}) \cdot \overline{K_{ЦАП}}(n, \overline{n1}). \quad (4.1.9)$$

9. По (1.1.3) выполняется расчет частот образов выходного сигнала ЦАП:

$$f_{обр}(n, \overline{n1}) = f_T(\overline{n1}) \cdot \left| \overline{K_{ЦАП}}(n, \overline{n1}) + n \right|. \quad (4.1.10)$$

10. Формируется таблица вариантов частотного плана  $Fig(n, \overline{n1}, \overline{K_{ЦАП}})$  с количеством строк  $m$ , равным количеству вариантов. В 0-м столбце таблицы будут отображаться номера образов  $n$  основной частоты, в 1-м – коэффициенты умножения УЧ  $n1$ , в 2-м – величины коэффициентов передачи ЦАП  $K_{ЦАП}$ .

11. Для каждой комбинации рассчитанных параметров определяется наиболее эффективный специальный режим работы быстродействующего ЦАП, в котором соответствующий образ имеет максимальный уровень амплитуды. Для этого при расчете частотного плана формируется матрица  $Reghim$ , где каждому режиму работы соответствует числовое обозначение от 0 до 7 — таблица 4.1.1.

Таблица 4.1.1 – Нумерация специальных режимов работы ЦАП

Обозначение режима	NRZ	2xNRZ	RZ	RF	RFZ	RFZ2	RFZ3	RFZ4
Reghim	0	1	2	3	4	5	6	7

Далее для каждого режима рассчитывается максимальное значение огибающей спектра выходного сигнала  $K_{огиб}$ , результаты вычислений сводятся в массив  $K_{огиб}(n, \overline{n1}, Reghim)$ . Расчет  $K_{огиб}$  осуществляется по следующим формулам:

11.1 NRZ:

$$K_{огиб_{n,0}} = \frac{\left| \sin(\pi |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|) \right|}{\left| \pi |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}| \right|}. \quad (4.1.11)$$

11.2 2xNRZ:

$$K_{ozu\bar{\sigma}_{m,1}} = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi|Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{2}\right)}{\left(\frac{\pi|Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{2}\right)} \right|. \quad (4.1.12)$$

11.3 RZ:

$$K_{ozu\bar{\sigma}_{m,2}} = \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{|Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{q}\right)}{\pi \cdot |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|} \right|. \quad (4.1.13)$$

11.4 RF:

$$K_{ozu\bar{\sigma}_{m,3}} = \left| \frac{2 \cdot \left( \sin\left(\pi \frac{|Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{2}\right) \right)^2}{\pi |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|} \right|. \quad (4.1.14)$$

11.5 RFZ:

$$K_{ozu\bar{\sigma}_{m,4}} = \left| \frac{2 \cdot \left( \sin\left(\pi \frac{|Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{q}\right) \right)^2}{\pi |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|} \right|. \quad (4.1.15)$$

11.6 RFZ2:

$$K_{ozu\bar{\sigma}_{m,5}} = \left| \frac{2 \cdot \left( \sin\left(\pi \frac{|Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{q}\right) \right) \cdot \sin\left(\pi \frac{|Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{2}\right)}{\pi |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|} \right|. \quad (4.1.16)$$

11.7 RFZ3:

$$K_{ozu\bar{\sigma}_{m,6}} = \left| \frac{\left( \sin\left(\frac{2\pi \cdot |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{16}\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{16}\right) + \sin\left(5 \cdot \frac{2\pi \cdot |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{16}\right)}{4 \cdot 2 \cdot \pi \frac{|Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{16}} \right|. \quad (4.1.17)$$

## 11.8 RFZ4:

$$K_{огиб_{m,7}} = \frac{\left( \sin\left(\frac{2\pi \cdot |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{16}\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{16}\right) + \sin\left(3 \cdot \frac{2\pi \cdot |Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{16}\right)}{4 \cdot 2 \cdot \pi \frac{|Fig_{m,0} + Fig_{m,2}|}{16}} \quad (4.1.18)$$

В выражениях (4.1.11) – (4.1.18)  $m$  — номер строки массива  $K_{огиб}(n, n1, Reghim)$ ;  $Fig_{m,0}$  и  $Fig_{m,2}$  — значения  $m$ -ой строки массива из 0-го и 2-го столбцов, соответствующих номеру образа  $n$  и коэффициенту передачи ЦАП  $\overline{K_{ЦАП}}$ ;  $q$  — скважность импульсов.

12. Определяются индексы массива  $Reghim$  (цифровые обозначения специальных режимов работы ЦАП), которым соответствуют максимальные значения огибающей  $K_{огиб}$  в каждой строке и записываются в массив  $GetMaxInd(K_{огиб})$ .

13. Для каждой строки  $m$  определяются максимальные значения  $K_{огиб}$  и записываются в массив  $maxFig$ .

Далее при помощи функции  $Mathcad\ stack$ , используемой для слияния нескольких матриц–аргументов сверху вниз, варианты частотного планирования сводятся в единый массив:

$$stack(GetMaxInd(K_{огиб})^T, \max Fig, Fig^{<0>^T}, Fig^{<1>^T}, Fig^{<2>^T}),$$

или через обозначения в вышеприведенных формулах:  $S(Reghim, K_{огиб\_max}, n, n1, K_{ЦАП})$ .

Таким образом, каждый вариант частотного планирования будет включать в себя набор параметров: режим работы быстродействующего ЦАП, максимальное значение амплитуды, номер образа, коэффициент умножения УЧ, величину коэффициента передачи ЦАП. Их сочетание позволяет получить требуемую выходную частоту с наилучшим соотношением сигнал/шум.

## 4.2 Разработка программного обеспечения для частотного планирования лучших режимов

В программе математического моделирования Mathcad проведен расчет частотного плана для микросхемы гипотетической ЦАП с параметрами AD9164 [88,89].

Исходные данные для расчета частотного плана:

– частота ГОЧ  $f_{ГОЧ} = 100 \cdot \text{МГц}$ ;

– выходная частота  $f_{обр} = 8950 \cdot \text{МГц}$ ;

– минимальная и максимальная тактовые частоты ЦАП:

$f_{мак\_мин} = 1500 \cdot \text{МГц}$ ;

$f_{мак\_мак} = 6400 \cdot \text{МГц}$ ;

– минимальный и максимальный коэффициенты умножения умножителя частоты:

$n1_{\min} = 15$ ;

$n1_{\max} = 64$ .

Далее расчет осуществляется в соответствии с пунктами 4–10 алгоритма частотного планирования из раздела 4.1. В результате формируется таблица вариантов частотного плана  $Fig(n, \overline{n1}, \overline{K_{ЦАП}})$ , представленная в таблице 4.2.1. Необходимая тактовая частот вычисляется, исходя из коэффициента умножения умножителя и частоты ГОЧ.

Таблица 4.2.1 – Результаты расчета частотного плана ЦАП AD9164

Номер варианта	Номер образа основной частоты ЦАП, $n$	Коэффициент умножения, $n1$	$K_{ЦАП}$	$f_T = f_{ГОЧ} n1$ , МГц
0	-5	19	0,289	1900
1	-4	24	0,271	2400
2	-3	32	0,203	3200
3	-3	33	0,288	3300
4	-2	49	0,173	4900
5	-2	50	0,210	5000
6	-2	51	0,245	5100
7	-2	52	0,279	5200
8	-2	53	0,311	5300

## Продолжение таблицы 4.2.1

Номер варианта	Номер образа основной частоты ЦАП, $n$	Коэффициент умножения, $n1$	$K_{ЦАП}$	$f_T = f_{Гоч} n1$ , МГц
9	-2	54	0,343	5400
10	2	39	0,295	3900
11	2	40	0,238	4000
12	2	41	0,183	4100
13	3	27	0,315	2700
14	3	28	0,196	2800
15	4	21	0,262	2100
16	5	17	0,265	1700

Из таблицы 4.2.1 видно, что число рассчитанных вариантов частотного плана ( $m$  — количество строк) равно 17. В первом столбце приведен номер варианта, во втором — номер образа основной частоты  $n$ , в третьем — коэффициент умножения  $n1$ . В четвертом столбце находятся значения  $K_{ЦАП}$ , рассчитанные по формуле (4.1.6), в пятом — тактовые частоты для различных вариантов  $n1$  (выражение (4.1.5)).

Для всех вариантов частотного планирования в соответствии с формулами (4.1.11)–(4.1.18) рассчитываются максимальные значения огибающей спектра выходного сигнала в каждом из 8-ми специальных режимов работы. Результаты вычислений записываются в массив  $K_{огиб}(n, \bar{n1}, Reghim)$ . Далее в каждой его строке определяются максимальные значения  $K_{огиб}$  (массив  $maxFig$ ) и соответствующие им обозначения специальных режимов работы из таблицы 4.1.1 (массив  $GetMaxInd(K_{огиб})$ ). Результаты слияния двух этих массивов представлены в таблице 4.2.2.

Таблица 4.2.2 – Максимальные значения  $K_{огиб}$  для каждого варианта частотного плана и соответствующие им индексы матрицы  $Reghim$

№ варианта	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Reghim	NRZ4	RFZ3	NRZ4	2xNRZ	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ
	7	6	7	1	4	4	4	4	4
$K_{огиб\_max}$	0,198	0,315	0,225	0,211	0,309	0,324	0,338	0,35	0,362

Продолжение таблицы 4.2.2

№ варианта	9	10	11	12	13	14	15	16
Reghim	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ4	RFZ4	RFZ3	2xNRZ
	4	4	4	4	7	7	6	1
$K_{\text{огиб\_max}}$	0,374	0,126	0,146	0,166	0,28	0,291	0,277	0,111

Для всех 17-ти вариантов частотного плана рассчитаем величину коэффициента эффективного преобразования. Для этого приведем выражение (2.3.2) к следующему виду:

$$K_{\text{эфф}_{m,i}} = \left| \frac{(Fig_{m,0} + Fig_{m,2}) \cdot K_{\text{огиб}_{m,i}}}{Fig_{m,2} \cdot K_{\text{огиб}_{m,0}}} \right|, \quad (4.2.1)$$

где  $i = 0 \dots 7$  — индексы специальных режимов работы из массива Reghim;  $Fig_{m,0}$  и  $Fig_{m,2}$  — значения 0-го и 2-го столбцов массива Fig, соответствующих номеру образа  $n$  и коэффициенту передачи ЦАП  $\overline{K_{\text{ЦАП}}}$ ;  $K_{\text{огиб}_{m,i}}$  — выражения (4.1.11) – (4.1.18) для коэффициентов передачи амплитуды ЦАП в специальных режимах работы;  $K_{\text{огиб}_{m,0}}$  — коэффициент передачи амплитуды ЦАП в режиме NRZ относительного нулевого образа:

$$K_{\text{огиб}_{m,0}} = \left| \frac{\sin(\pi \cdot |0 + Fig_{m,2}|)}{\pi \cdot |0 + Fig_{m,2}|} \right|. \quad (4.2.2)$$

Результаты выборки максимальных значений коэффициентов эффективного преобразования для каждого варианта частотного плана приведены в таблице 4.2.3.

Таблица 4.2.3 – Максимальное значение  $K_{\text{эфф}}$  для каждого варианта частотного плана

№ варианта	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Reghim	NRZ4	RFZ3	NRZ4	2xNRZ	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ
	7	6	7	1	4	4	4	4	4
$K_{\text{эфф}}$	3,714	4,910	3,326	2,289	3,424	2,971	2,673	2,466	2,318

Продолжение таблицы 4.2.3

№ варианта	9	10	11	12	13	14	15	16
Reghim	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ4	RFZ4	RFZ3	2xNRZ
	4	4	4	4	7	7	6	1
$K_{\text{эфф}}$	2,211	1,133	1,512	20,97	3,488	5,055	5,062	2,476

Полный расчет частотного плана, полученный путем слияния таблиц 4.2.1, 4.2.2 и 4.2.3, представлен в таблице 4.2.4.

Таблица 4.2.4 – Результаты расчета частотного плана гипотетической ЦАП AD9164 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 8950$  МГц

№ Вар.	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Reghim	RFZ4	RFZ3	RFZ4	2xNRZ	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ
$K_{огиб\ max}$	0,198	0,315	0,225	0,211	0,309	0,324	0,338	0,35	0,362
$K_{эфф}$	3,714	4,910	3,326	2,289	3,424	2,971	2,673	2,466	2,318
$n$	-5	-4	-3	-3	-2	-2	-2	-2	-2
$n1$	19	24	32	33	49	50	51	52	53
$K_{ЦАП}$	0,289	0,271	0,203	0,288	0,173	0,21	0,245	0,279	0,311
$f_T, МГц$	1900	2400	3200	3300	4900	5000	5100	5200	5300

Продолжение таблицы 4.2.4

№ Вар.	9	10	11	12	13	14	15	16
Reghim	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ	RFZ4	RFZ4	RFZ3	2xNRZ
$K_{огиб\ max}$	0,374	0,126	0,146	0,166	0,28	0,291	0,277	0,111
$K_{эфф}$	2,211	1,133	1,512	2,097	3,488	5,055	5,062	2,476
$n$	-2	2	2	2	3	3	4	5
$n1$	54	39	40	41	27	28	21	17
$K_{ЦАП}$	0,343	0,295	0,238	0,183	0,315	0,196	0,262	0,265
$f_T, МГц$	5400	3900	4000	4100	2700	2800	2100	1700

Рассмотрим подробнее четыре варианта частотного плана из 17 возможных — 0, 1, 14 и 15-й, имеющие максимальный коэффициент эффективности. В таблице 4.2.5 приведены их параметры с учетом частоты ЦАП и частоты соответствующих образов. По данным таблицы 4.2.5 построены спектры сигналов на выходе ЦАП – рисунок 4.2.1 (*a* — вариант 0, *b* — вариант 1, *в* — вариант 14, *г* — вариант 15).

Таблица 4.2.5 – Лучшие варианты реализации частотного планирования гипотетической ЦАП AD9164 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 8950$  МГц

Вариант реализации	$n1$	$K_{ЦАП}$	$f_T = f_{ГОЧ} \cdot n1$ , ГГц	$f_{ЦАП} = f_T \cdot K_{ЦАП}$ , ГГц	Номер образа $n$	$f_{обр} = f_T \cdot  K_{ЦАП} + n $ , ГГц	Reghim	$K_{огиб}$	$K_{эфф}$
0	4.2.6 <i>a</i>	19	0,2895	1,9	0,45	8,95	RFZ4	0,198	3,714
1	4.2.6 <i>b</i>	24	0,2708	2,4	0,8	8,95	RFZ3	0,315	4,910
14	4.2.6 <i>в</i>	28	0,1964	2,8	0,55	8,95	RFZ4	0,291	5,055
15	4.2.6 <i>г</i>	21	0,2619	2,1	0,55	8,95	RFZ3	0,277	5,062

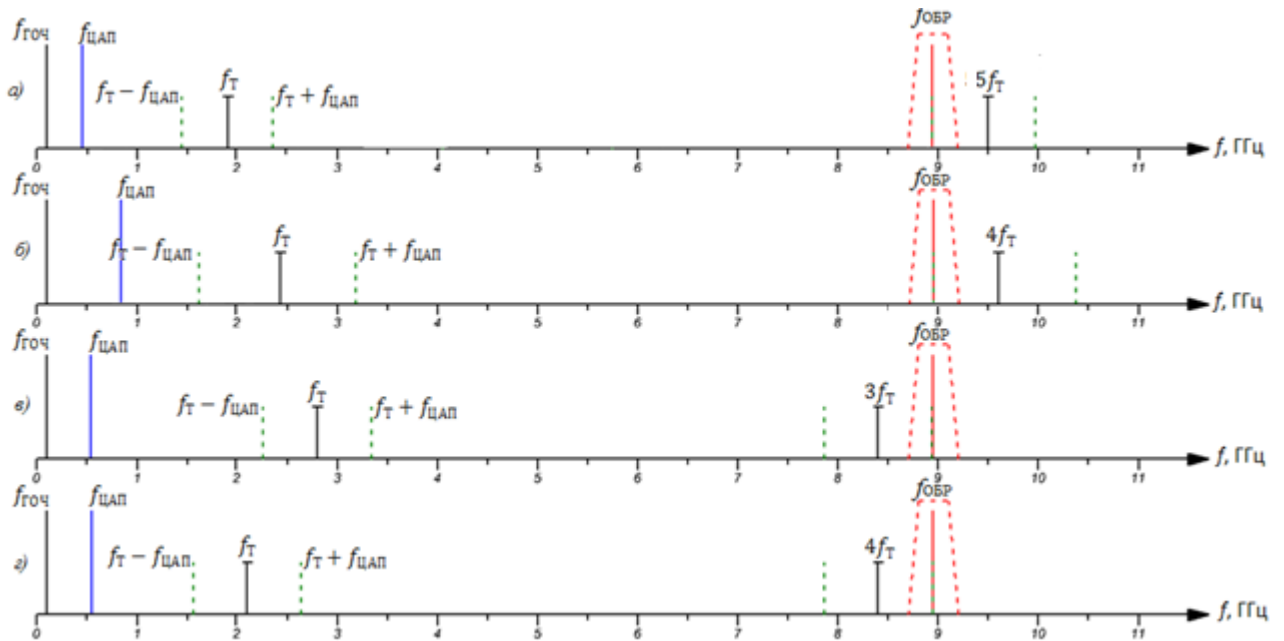


Рисунок 4.2.1 – Спектры выходного сигнала гипотетической ЦАП AD9164 при  $f_{Гоч} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 8950$  МГц для лучших вариантов реализации частотного плана: а–0, б–1, в–14, г–15

Выполним расчет частотного плана быстродействующих ЦАП AD9164 и AD9172 с частотой генератора опорной частоты  $f_{Гоч} = 100$  МГц для трех выходных частот  $f_{обр} = 950$  МГц, 3950 МГц, 8950 МГц. Параметры исследуемых микросхем приведены в таблице 3.2.4.

Для обеспечения выходной частоты ЦАП AD9164  $f_{обр} = 950$  МГц было сформировано 36 вариантов частотного плана. Все они используют режим работы быстродействующего ЦАП 2xNRZ. В таблице 4.2.6 представлены параметры расчета частотного плана для четырех вариантов, отобранных по величине коэффициента эффективного преобразования.

Таблица 4.2.6 – Лучшие варианты реализации частотного планирования ЦАП AD9164 при  $f_{Гоч} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 950$  МГц

Вариант реализации	$n1$	$K_{ЦАП}$	$f_{Г} = f_{Гоч} \cdot n1$ , ГГц	$f_{ЦАП} = f_{Г} \cdot K_{ЦАП}$ , ГГц	Номер образа $n$	$f_{обр} = f_{Г} \cdot  K_{ЦАП} + n $ , ГГц	Reghim	$K_{огиб}$	$K_{эфф}$	
2	4.2.4a	30	0,317	3	0,95	0	0,95	2xNRZ	0,959	1,138
12	4.2.4б	40	0,238	4	0,95	0	0,95	2xNRZ	0,977	1,074
22	4.2.4в	50	0,19	5	0,95	0	0,95	2xNRZ	0,985	1,046
35	4.2.4г	63	1,151	6,3	0,95	0	0,95	2xNRZ	0,991	1,029

На рисунке 4.2.2 показаны спектры выходного сигнала для четырех лучших вариантов частотного плана (*а* — вариант 2, *б* — вариант 12, *в* — вариант 22, *г* — вариант 35).

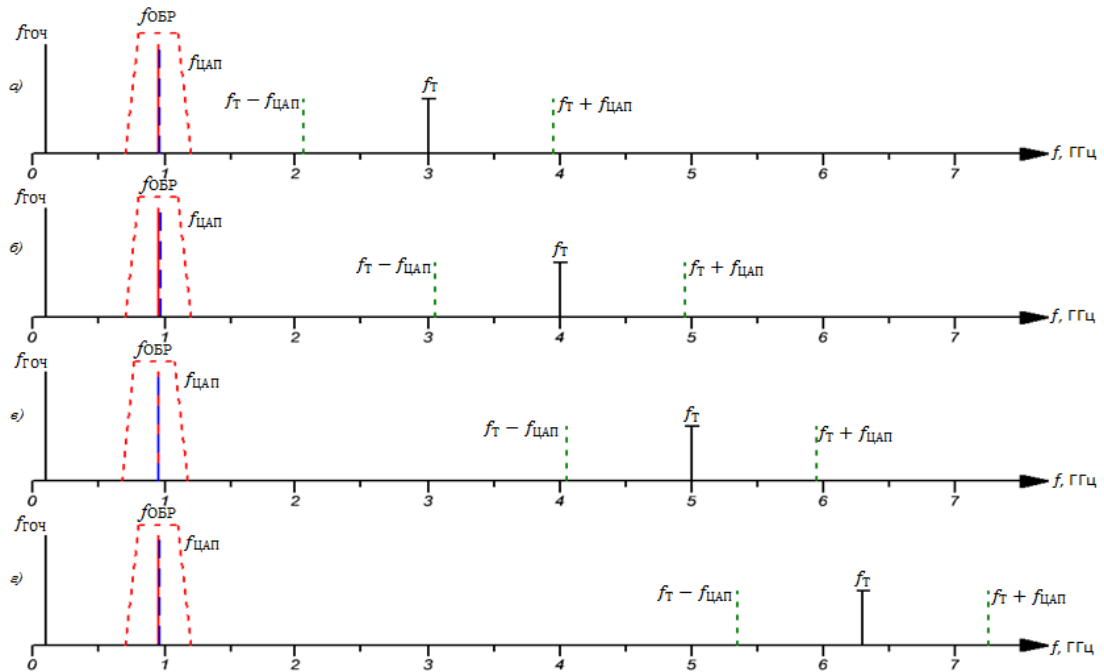


Рисунок 4.2.2 – Спектры выходного сигнала ЦАП AD9164 при  $f_{Гоч} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 950$  МГц для лучших вариантов реализации частотного плана: *а*–2, *б*–12, *в*–22, *г*–35

Для формирования выходной частоты 3950 МГц было рассчитано 23 варианта частотного плана, 5 из которых используют режим RFZ, 18 — 2xNRZ. В таблице 4.2.7 представлены четыре лучших варианта с самыми большими коэффициентами эффективного преобразования. По ним были построены спектры выходного сигнала — рисунок 4.2.3.

Таблица 4.2.7 – Лучшие варианты реализации частотного планирования гипотетической ЦАП AD9164 при  $f_{Гоч} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 3950$  МГц

Вариант реализации	$n1$	$K_{ЦАП}$	$f_T = f_{Гоч} \cdot n1$ , ГГц	$f_{ЦАП} = f_T \cdot K_{ЦАП}$ , ГГц	Номер образа $n$	$f_{обр} = f_T \cdot  K_{ЦАП} + n $ , ГГц	Reghim	$K_{огиб}$	$K_{эфф}$
0	4.2.5а	22	0,205	2,2	-2	3,95	RFZ	0,322	3,028
2	4.2.5б	47	0,16	4,7	-1	3,95	2xNRZ	0,734	4,032
15	4.2.5в	60	0,342	6	-1	3,95	2xNRZ	0,831	1,956
16	4.2.5г	30	0,317	3	-1	3,95	RFZ	0,466	2,298

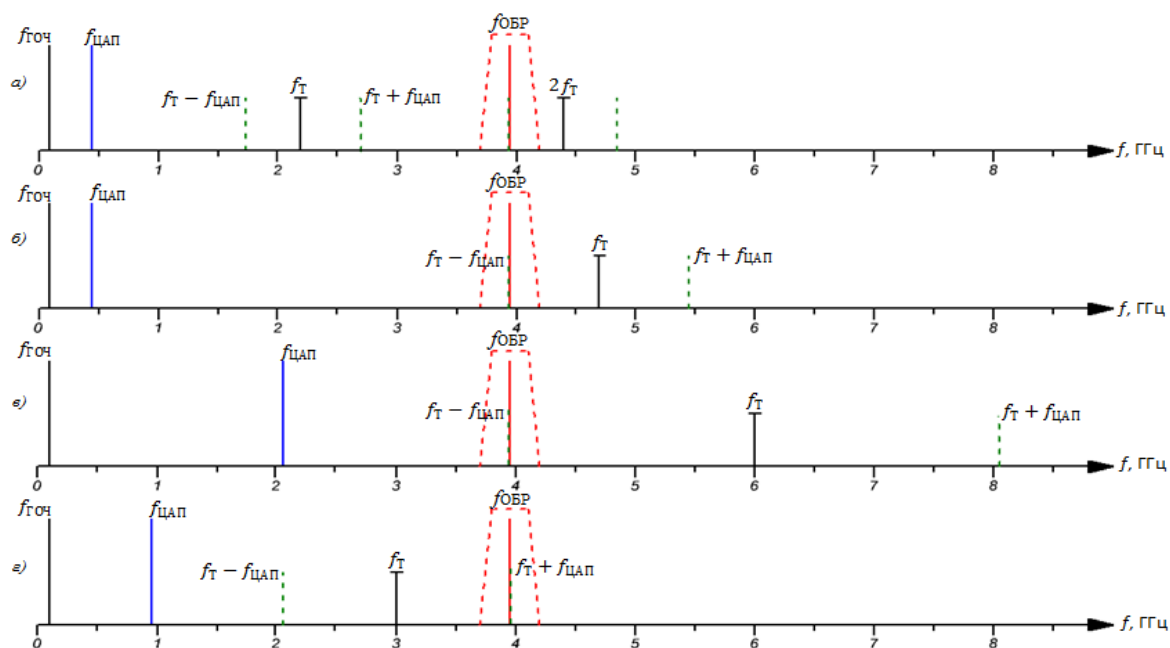


Рисунок 4.2.3 – Спектры выходного сигнала гипотетической ЦАП AD9164 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{ОБР} = 3950$  МГц для различных номеров вариантов реализации частотного плана: а–0, б–2, в–15, г–16

Для обеспечения выходной частоты микросхемы ЦАП AD9172  $f_{ОБР} = 950$  МГц было сформировано 36 вариантов частотного плана. Все они используют режим работы быстродействующего ЦАП 2xNRZ. В таблице 4.2.8 представлены параметры расчета частотного плана для четырех вариантов, отобранных по величине коэффициента эффективного преобразования.

Таблица 4.2.8 – Лучшие варианты реализации частотного планирования ЦАП AD9172 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{ОБР} = 950$  МГц

Вариант реализации	$n1$	$K_{ЦАП}$	$f_T = f_{ГОЧ} \cdot n1$ , ГГц	$f_{ЦАП} = f_T \cdot K_{ЦАП}$ , ГГц	Номер образа $n$	$f_{ОБР} = f_T \cdot  K_{ЦАП} + n $ , ГГц	Reghim	$K_{Огиб}$	$K_{эфф}$	
0	4.2.10а	30	0,317	3	0,95	0	0,95	2xNRZ	0,959	1,138
16	4.2.10б	46	0,207	4,6	0,95	0	0,95	2xNRZ	0,983	1,055
24	4.2.10в	54	0,176	5,4	0,95	0	0,95	2xNRZ	0,987	1,039
32	4.2.10г	62	0,153	6,2	0,95	0	0,95	2xNRZ	0,99	1,03

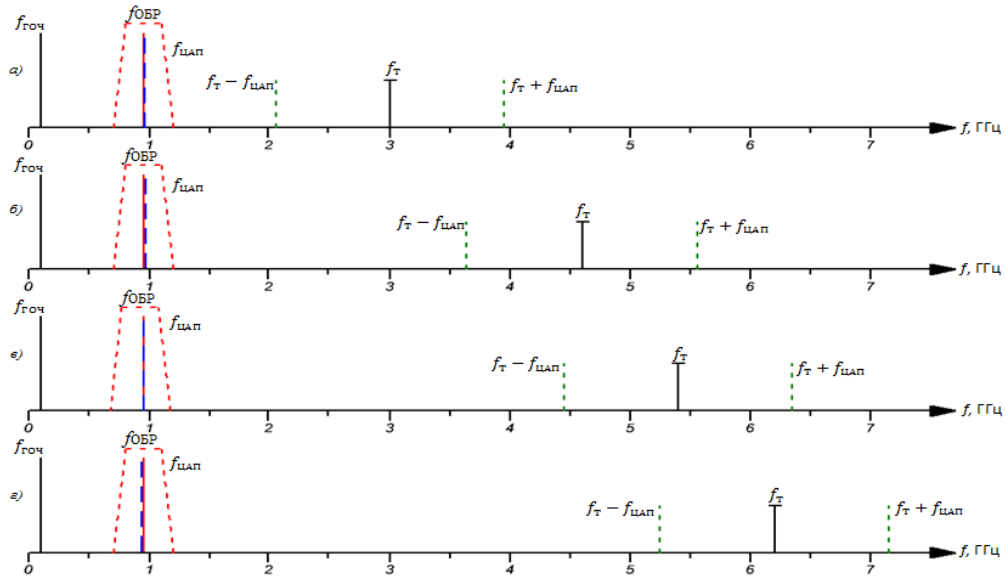


Рисунок 4.2.4 – Спектры выходного сигнала ЦАП AD9172 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 950$  МГц для различных номеров вариантов реализации частотного плана: а– 0, б–16, в–24, г–32

Для формирования частоты 3950 МГц (ЦАП AD9172) частотный план рассчитал 19 вариантов, 2 из которых используют режим RFZ, остальные – 2xNRZ. Из них было отобрано четыре варианта с максимальными коэффициентами эффективного преобразования – таблица 4.2.9. Для них построены спектры на выходе ЦАП – рисунок 4.2.5.

Таблица 4.2.9 – Лучшие варианты реализации частотного планирования гипотетической ЦАП AD9172 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{\phi} = 3950$  МГц

Вариант реализации	$n1$	$K_{ЦАП}$	$f_T = f_{ГОЧ} n1$ , ГГц	$f_{ЦАП} = f_T \cdot K_{ЦАП}$ , ГГц	Номер образа $n$	$f_{обр} = f_T \cdot  K_{ЦАП} + n $ , ГГц	Reghim	$K_{огиб}$	$K_{эфф}$	
0	4.2.11а	47	0,16	4,7	0,752	-1	3,95	2xNRZ	0,734	4,032
8	4.2.11б	55	0,282	5,5	1,551	-1	3,95	2xNRZ	0,801	2,334
14	4.2.11в	30	0,317	3	0,951	1	3,95	RFZ	0,466	2,298
18	4.2.11г	34	0,162	3,4	0,551	1	3,95	2xNRZ	0,53	3,978

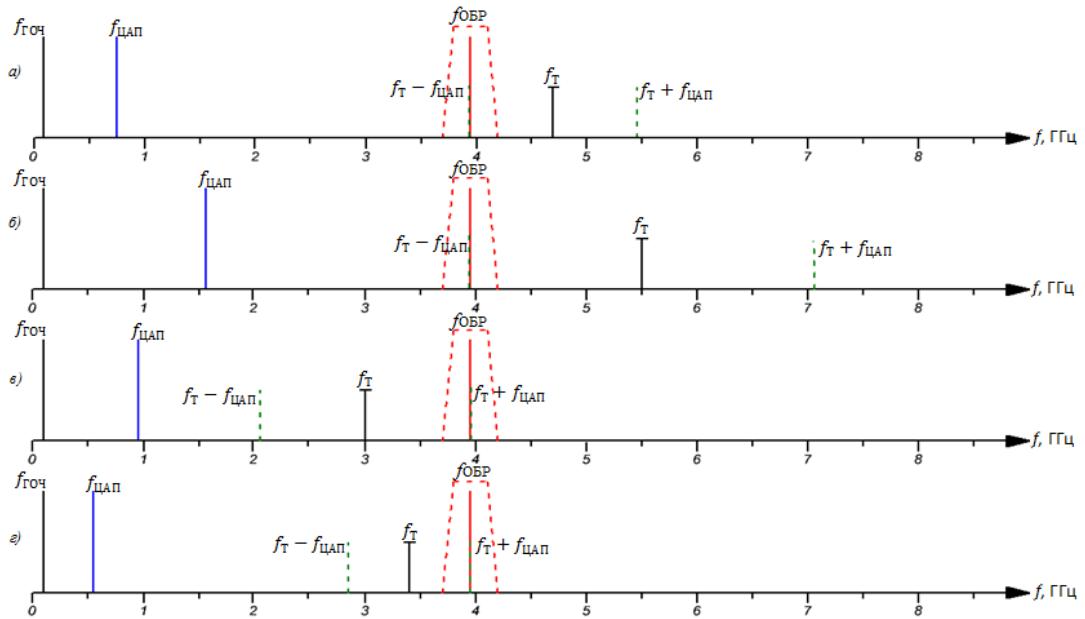


Рисунок 4.2.5 – Спектры выходного сигнала гипотетической ЦАП AD9172 при  $f_{Гоч} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 3950$  МГц для различных номеров вариантов реализации частотного плана: а–0, б–8, в–14, г–18

Для обеспечения выходной частоты гипотетической ЦАП AD9172  $f_{\phi} = 8950$  МГц было сформировано 11 вариантов частотного плана, 9 из которых используют режим RFZ, 1 – 2xNRZ и 1 – RFZ4. В таблице 4.2.10 представлены параметры расчета частотного плана для четырех вариантов, отобранных по величине коэффициента эффективного преобразования. На рисунке 4.2.6 представлены спектры выходного сигнала для этих вариантов.

Таблица 4.2.10 – Лучшие варианты реализации частотного планирования гипотетической ЦАП AD9172 при  $f_{Гоч} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 8950$  МГц

Вариант реализации	$n1$	$K_{ЦАП}$	$f_T = f_{Гоч} \cdot n1$ , ГГц	$\frac{f_{ЦАП} = f_T \cdot K_{ЦАП}}{K_{ЦАП} + n}$ , ГГц	Номер образа $n$	$f_{обр} = f_T \cdot  K_{ЦАП} + n $ , ГГц	Reghim	$K_{огнб}$	$K_{эфф}$	
0	4.2.12а	32	0,203	3,2	0,65	–3	8,95	RFZ4	0,225	3,326
1	4.2.12б	33	0,288	3,3	0,95	–3	8,95	2xNRZ	0,211	2,289
2	4.2.12в	49	0,173	4,9	0,85	–2	8,95	RFZ	0,309	3,424
5	4.2.12г	52	0,279	5,2	1,45	–2	8,95	RFZ	0,35	2,466

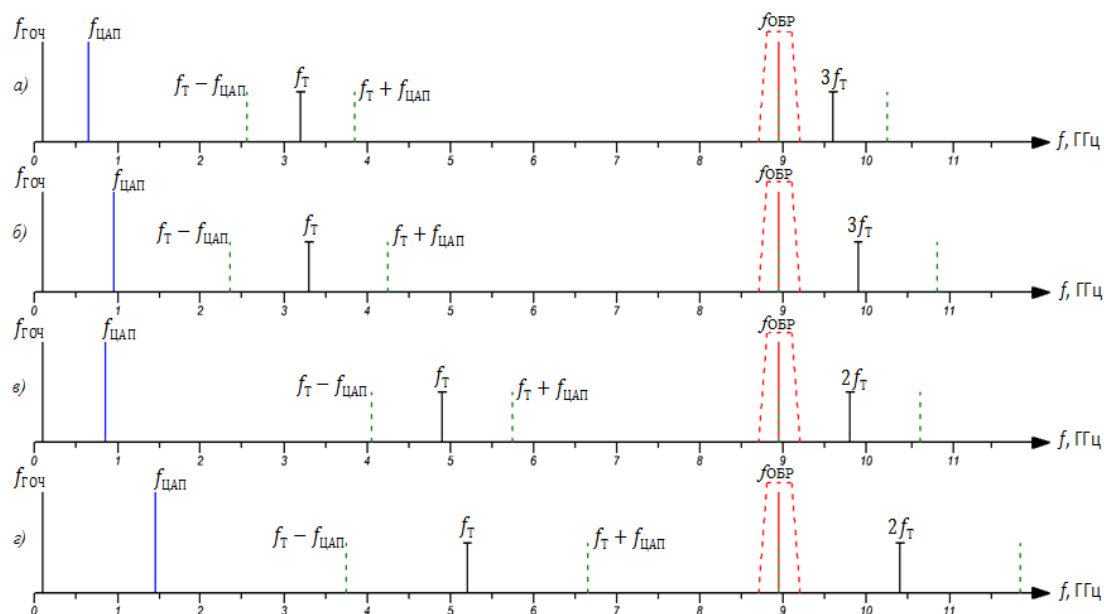


Рисунок 4.2.6 – Спектры выходного сигнала гипотетической ЦАП AD9172 при  $f_{Гоч} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 8950$  МГц для различных номеров вариантов реализации частотного плана: а–0, б–1, в–2, г–5

Результаты расчета частотного плана ЦАП AD9164 и AD9172 демонстрируют, что разработанный алгоритм способен вычислить все возможные варианты формирования заданной выходной частоты. Выходные данные частотного планирования содержат большое количество параметров — коэффициент умножения умножителя частоты, коэффициент передачи ЦАП, величину тактовой частоты, номер и знак образа, режим работы быстродействующего ЦАП, частоту ЦАП. Вычисление их комбинаций, способных обеспечить требуемый уровень выходной частоты при имеющихся исходных данных, не всегда возможно осуществить силами разработчиков или же подвержено большим рискам включения в расчет неточностей и ошибок. Разработанное программное обеспечение позволяет автоматизировать этот процесс и свести к нулю влияние человеческого фактора на этапе проектирования радиосистем, существенно снизить время- и трудозатраты.

### 4.3 Расчет спектральной плотности мощности фазовых шумов для наилучших вариантов частотного плана

Построим графики СПМ фазовых шумов ЦАП для наилучших вариантов частотного планирования из пункта 4.2. Для этого воспользуемся формулой (3.3.4), описывающей СПМ фазовых шумов ЦАП для образов основной частоты в режиме работы NRZ. Далее будем менять в ней составляющую коэффициента передачи фазовых шумов  $Z(K_{ЦАП}, n)$  в соответствии с таблицами 4.2.5–4.2.16, используя выражения (3.3.8) – (3.3.12), (3.4.3), (3.4.4). Величины  $n$ ,  $n_1$ ,  $K_{ЦАП}$ ,  $f_{обр}$ ,  $f_T$  также будут браться из таблиц 4.2.5–4.2.10 и соответствовать наилучшим вариантам частотного плана. Графики СПМ фазовых шумов для микросхем ЦАП AD9164 и AD9172 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и трех выходных частот  $f_{обр} = 950$  МГц, 3950 МГц, 8950 МГц приведены на рисунках 4.3.1–4.3.6.

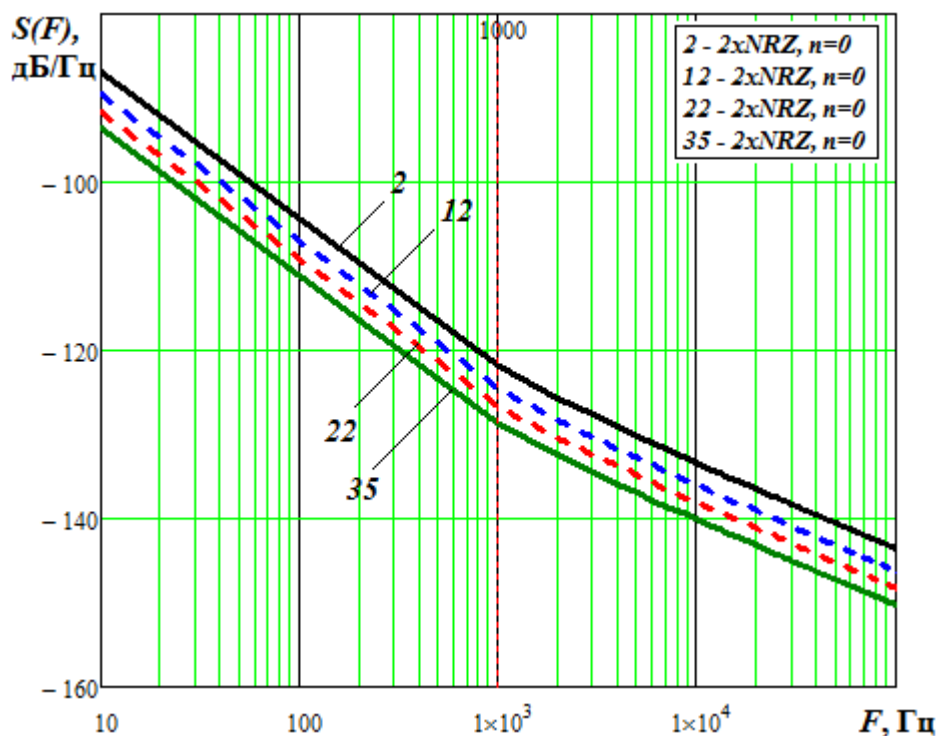


Рисунок 4.3.1 – СПМ фазовых шумов ЦАП AD9164 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 950$  МГц для 4-х наилучших вариантов частотного планирования: 2, 12, 22 и 35-го

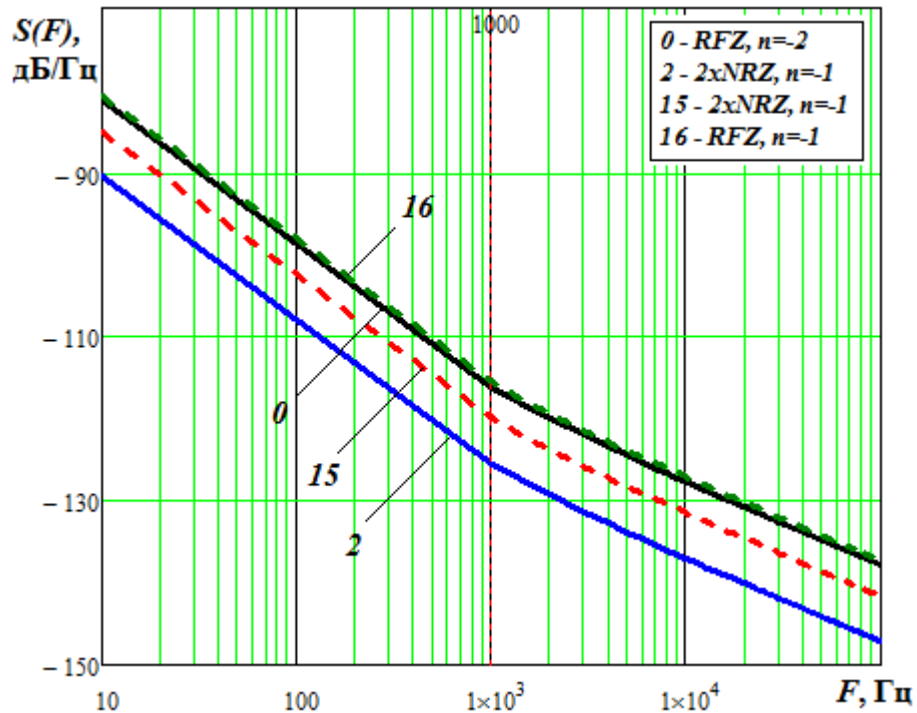


Рисунок 4.3.2 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 3950$  МГц для 4-х наилучших вариантов частотного планирования

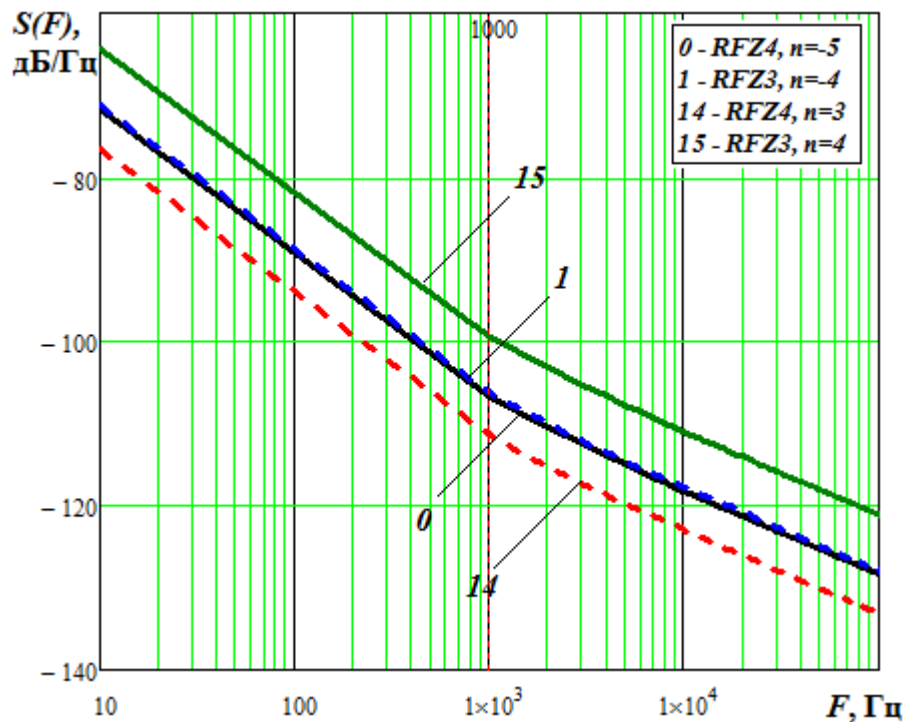


Рисунок 4.3.3 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9164 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 8950$  МГц для 4-х наилучших вариантов частотного планирования

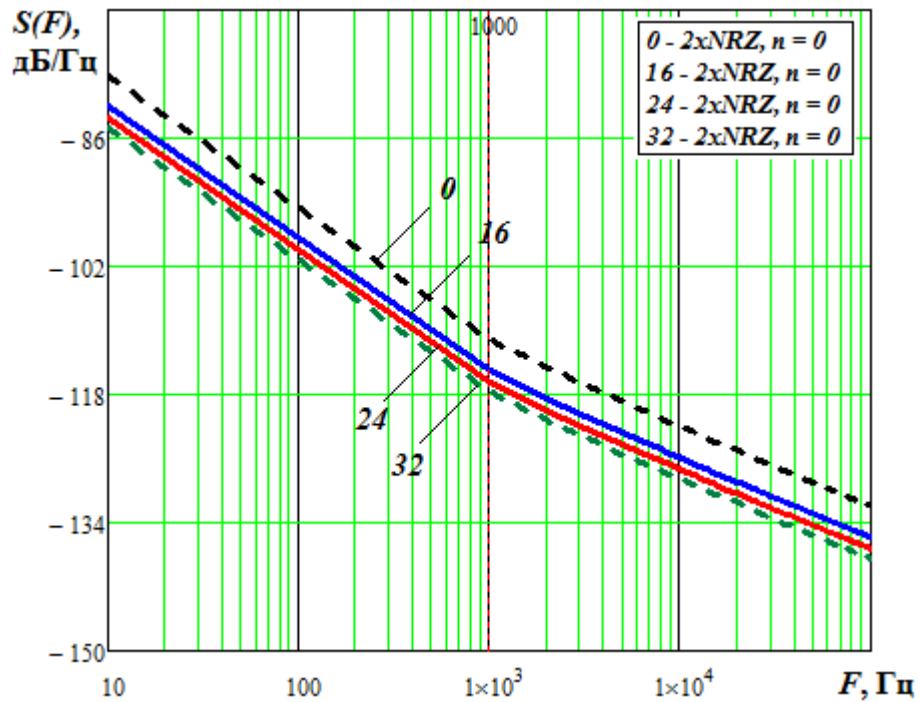


Рисунок 4.3.4 – СПМ фазовых шумов ЦАП AD9172 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 950$  МГц для 4-х наилучших вариантов частотного планирования

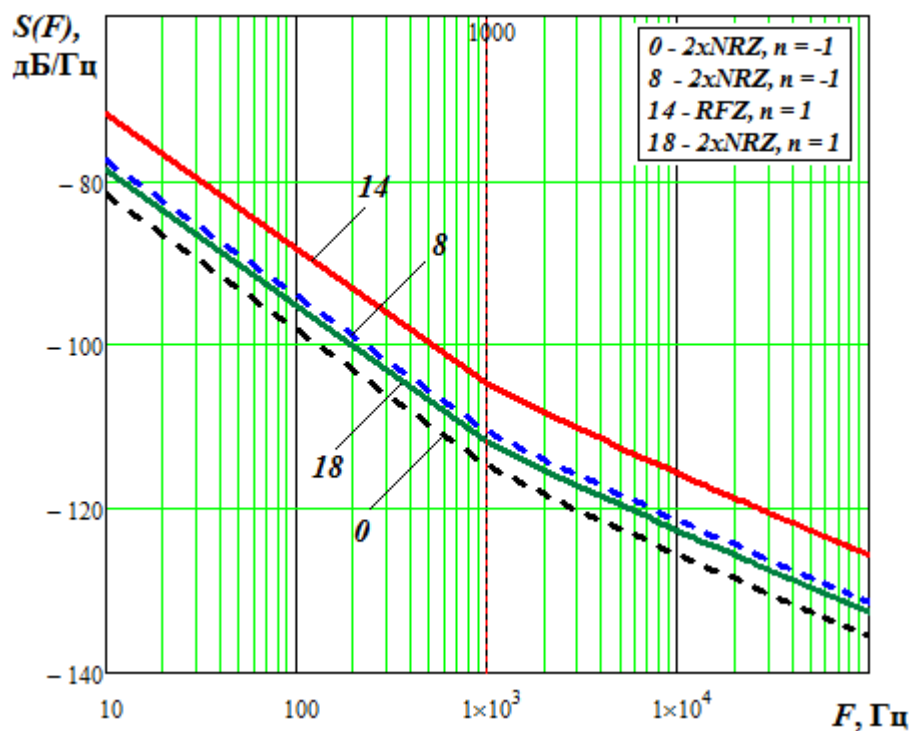


Рисунок 4.3.5 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9172 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 3950$  МГц для 4-х наилучших вариантов частотного планирования

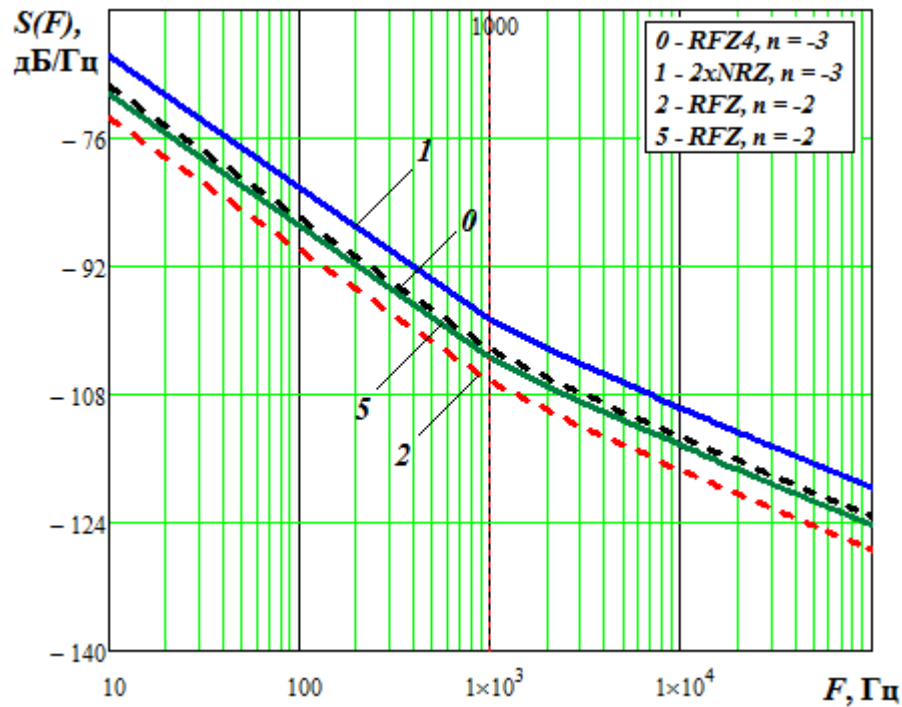


Рисунок 4.3.6 – СПМ фазовых шумов гипотетической ЦАП AD9172 при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 8950$  МГц для 4-х наилучших вариантов частотного планирования

Расчет спектральной плотности мощности фазовых шумов для лучших вариантов частотного плана по критерию коэффициента эффективного преобразования показал, что ввиду большого количества параметров для расчета, невозможно определить закономерность выделения вариантов, способных обеспечить наилучшее соотношение сигнал/шум. В данном случае частотное планирование позволяет получить множество вариантов проектирования радиосистем, а разработанные методики расчета спектральной плотности мощности — оценить выигрыш в уровне фазовых шумов каждого из них и выбрать самые эффективные для конкретных исходных данных и имеющейся аппаратной базы.

#### 4.4 Применение быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы в гибридном синтезаторе частот

Гибридные синтезаторы на основе прямого [8, 9] и косвенного [16,90] методов синтеза широко используются в качестве формирователей радиосигналов. Это объясняется их достоинствами, среди которых: широкий диапазон синтезируемых частот, малый шаг перестройки по частоте, поддержка сложных видов модуляции, а также сравнительно низкий уровень побочных составляющих спектра. Однако уровень фазовых шумов гибридных синтезаторов прямо пропорционален квадрату коэффициента деления в цепи обратной связи системы ФАПЧ — в этом заключается их недостаток [91,92]. Одним из способов его уменьшения является добавление в цепь обратной связи смесителей [19, 93, 94]. При этом сигнал на второй вход смесителя поступает либо с дополнительных генераторов, либо с устройств, повышающих частоту генератора опорной частоты [95]. Модель гибридного синтезатора на основе быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы предложена в работе [96]. В данной схеме быстродействующий ЦАП использует образы основной частоты и выступает в роли формирователя высокочастотного сигнала для смесителя. По сути, он является умножителем частоты с дробным коэффициентом умножения. Стоящий перед ним умножитель частоты УЧ с коэффициентом  $n1$  используется для увеличения тактовой частоты ЦАП. Структурная схема данного гибридного синтезатора представлена на рисунке 4.4.1.

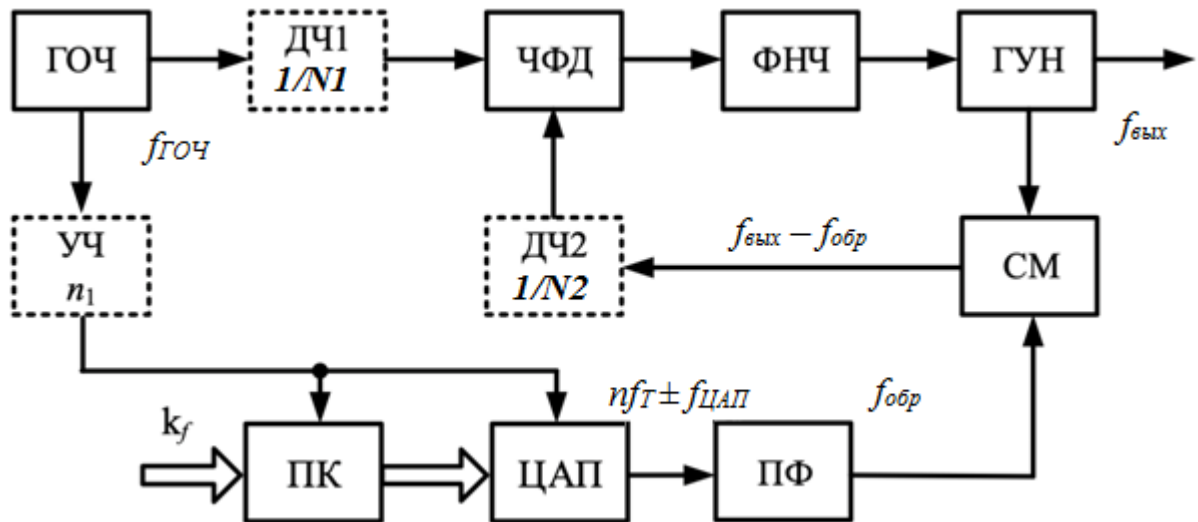


Рисунок 4.4.1 – Структурная схема гибридного синтезатора на основе быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы

Данный синтезатор выполнен на основе традиционной системы ФАПЧ со смесителем в цепи обратной связи [97, 98]. Частота  $f_{ГОЧ}$ , сформированная генератором опорной частоты (ГОЧ), подается на частотно-фазовый дискриминатор (ЧФД) и умножитель УЧ, где умножается на коэффициент  $n1$ . ЧФД вырабатывает сигнал ошибки, который подстраивает генератор управляемый напряжением (ГУН). Выходной сигнал ГУН поступает на смеситель в цепи обратной связи. Особенностью данной схемы является то, что быстродействующий ЦАП здесь работает в паре с преобразователем кода (ПК). ПК состоит из накапливающего сумматора и запоминающего устройства, хранящего таблицу отсчетов синуса. В зависимости от кода частоты  $k_f$ , устанавливаемого пользователем, сумматор формирует адрес ячейки памяти, в которой хранится амплитудное значение требуемого отсчета [96]. В зависимости от требуемой величины выходной частоты, быстродействующий ЦАП переключается в один из специальных режимов работы, позволяющий использовать высокочастотные образы основной частоты. Результаты исследования модели гибридного синтезатора на основе быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы представлены в работах [99–105].

Для моделирования гибридного синтезатора воспользуемся математическими моделями СПМ фазовых шумов системы фазовой автоподстройки со смесителем в цепи обратной связи [104], добавив полученные в данной работе модели шумовых характеристик быстродействующих ЦАП с использованием образов основной частоты.

На основании этого математическая модель СПМ фазовых флуктуаций системы ИФАПЧ со смесителем запишется в виде [106]:

$$S_{\Phi_{АПЧ}}(F) = \left[ \frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_1^2} + S_{ДЧ1}(F) + \frac{S_{ЧФД}(F)}{E_{ЧФД}^2} + S_{ДЧ2}(F) + \frac{1}{N_2^2} \left[ S_{СМ}(F) + |n + K_{ЦАП\_обр}|^2 \right]^* \right. \\ \left. * (S_{ГОЧ}(F)n_1^2 + S_{УЧ}(F)) + S_{ЦАП\_обр}(F) \right] \cdot N_2^2 |H_{31}(F)|^2 + S_{ГУН}(F) \cdot |H_{32}(F)|^2, \quad (4.4.1)$$

где символами  $S$  обозначены СПМ фазовых шумов соответствующих звеньев на рисунке 4.4.1,  $H_{31}(F) = \frac{H(F)}{1+H(F)}$  и  $H_{32}(F) = \frac{1}{1+H(F)}$  – передаточные

функции замкнутого кольца ИФАПЧ по внешним и внутренним шумам,

$H(F) = \frac{K_{ФНЧ}(F)K_0}{pN_2}$  – передаточная функция разомкнутого кольца ИФАПЧ,  $K_{ФНЧ}(F)$

– передаточная функция ФНЧ,  $K_0 = S_{ГУН}E_{ЧФД}$  – коэффициент усиления разомкнутой системы,  $S_{ГУН}$  – крутизна характеристики ГУН,  $E_{ЧФД}$  – максимальное выходное напряжение ФД,  $p$  – оператор.

В качестве моделей СПМ фазовых шумов звеньев использовались приведенные в таблице 4.4.1.

Таблица 4.4.1 Модели СПМ фазовых шумов звеньев гибридного синтезатора

№ п/п	Название	Модели СПМ фазовых шумов
1	Генератор опорной частоты ГОЧ	$S_{ГОЧ}(F) = \frac{10^{-10.5}}{F^4} + \left( \frac{10^{-10.5}}{F^3} \right) + \left( \frac{10^{-11.4}}{F^2} \right) + \frac{10^{-13.8}}{F^1} + 10^{-16.2}$ $F$ - отстройка от основной выходной частоты.
2	Генератор, управляемый напряжением ГУН	$S_{ГУН}(F) = \frac{1}{F^3} \frac{10^{-10.3} \cdot f_{ГУН}^2}{Q^2} + \frac{1}{F^2} \frac{10^{-15.9} \cdot f_{ГУН}^2}{Q^2} + \frac{10^{-15.8}}{F} + 10^{-17.5}$
3	Цифровые делители частоты ДЧ	Модели [90] $S_{ДЧ}(F) = \frac{10^{-17}}{F} + 10^{-16.5}$

Продолжение таблицы 4.4.1.

№ п/п	Название	Модели СПМ фазовых шумов
4	Фазовый детектор	Модели [8] $S_{\text{фд}}(F) = \frac{10^{-13} + 10^{-27} f_{\text{ср}}^2}{F} + 10^{-15} + 10^{-22} f_{\text{ср}}$ $f_{\text{ср}}$ – частота сравнения
5	Умножитель частоты УЧ	Модели [107] $S_{\text{УЧ}}(F) = n_1^2 \frac{4kT}{P_c} \left[ 1 + \frac{F_\alpha}{F} \right]$
6	Смеситель СМ	Модели [16] $S_{\text{СМ}}(F) = \frac{10^{-14,7}}{F} + 10^{-16,5}$
7	ЦАП на образах	Выражение (3.3.3) $S_{\text{ЦАП\_обр}}(F) = \left( K_{\text{ЦАП}}^2 \left( \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} \right) Z^2(K_{\text{ЦАП}}, n)$

В качестве ГОЧ использовался миниатюрный высокочастотный прецизионный малошумящий кварцевый генератор ГК219-ТС на частоту 100 МГц [108]. Зависимость его СПМ фазовых шумов приведена на рисунке 3.1.3.

В качестве системы ФАПЧ использовался синтезатор частот с дробным коэффициентом деления и встроенным генератором, управляемым напряжением 1508MT015 с параметрами [109]:

- выходная частота ГУН 3000 — 6000 МГц;
- крутизна перестройки ГУН — 25–70 МГц/В.

СПМ фазовых шумов ГУН в составе синтезатора частоты 1508MT015 на частоте 3 ГГц приведены на рисунке 3.1.2.

На основе этих зависимостей получены математические модели СПМ фазовых шумов ГОЧ и ГУН.

Наименьшие шумы в данной схеме будут в случае, когда коэффициенты деления делителей частоты минимальны и равны 1. Частота сравнения в фазовом детекторе при отсутствии делителей частоты  $f_{\text{ср}} = 100$  МГц и равна частоте опорного генератора  $f_{\text{ГОЧ}} = 100$  МГц.

Моделирование СПМ фазовых шумов разработанной схемы гибридного синтезатора частот проводилось при следующих параметрах: выходная частота гибридного синтезатора  $f_{\text{вых}} = 5000$  МГц; крутизна ГУН = 25 МГц/В, выходная частота ЦАП меньше частоты ГУН на частоту сравнения 100 МГц и равна 4900 МГц.

Для выбора специального режима работы быстродействующего ЦАП и его наилучших параметров с использованием разработанного в 4.1 алгоритма проведено частотное планирование, результаты которого приведены в таблице 4.4.2.

Таблица 4.2.4 – Результаты расчета частотного плана гипотетической ЦАП AD9164 при  $f_{\text{ГОЧ}} = 100$  МГц и  $f_{\text{ЦАП\_обр}} = 4900$  МГц

№ Вар.	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Reghim	2xNRZ	RFZ	RFZ	RFZ	2xNRZ	2xNRZ	2xNRZ	2xNRZ	2xNRZ	2xNRZ
$K_{\text{эфф}}$	2,366	3,258	2,639	2,322	4,144	3,801	3,521	3,288	3,092	2,924
$n$	-3	-2	-2	-2	-1	-1	-1	-1	-1	-1
$n1$	18	27	28	29	58	59	60	61	62	63
$K_{\text{ЦАП}}$	0,278	0,185	0,25	0,31	0,155	0,169	0,183	0,197	0,21	0,222
$f_T, \text{МГц}$	1800	2700	2800	2900	5800	5900	6000	6100	6200	6300

Продолжение таблицы 4.2.4

№ Вар.	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Reghim	2xNRZ	RFZ	RFZ	RFZ	2xNRZ	2xNRZ	2xNRZ	2xNRZ	RFZ	RFZ4
$K_{\text{эфф}}$	2,779	2,27	2,413	2,597	2,889	3,314	3,864	1,155	1,6	3,954
$n$	-1	1	1	1	1	1	1	2	2	3
$n1$	64	37	38	39	40	41	42	21	22	15
$K_{\text{ЦАП}}$	0,234	0,324	0,289	0,256	0,225	0,195	0,167	0,333	0,227	0,267
$f_T, \text{МГц}$	6400	3700	3800	3900	4000	4100	4200	2100	2200	1500

Как видно, наилучшим вариантом по коэффициенту эффективности является 19 вариант, который к тому же имеет наименьшую тактовую частоту.

Результаты моделирования для этого случая приведены на рисунке 4.4.2. Здесь же приведены рассчитанные вклады в выходной фазовый шум составляющих синтезатор звеньев. Наибольший вклад на малых и больших отстройках вносит ГОЧ, на средних отстройках шумы ЦАП.

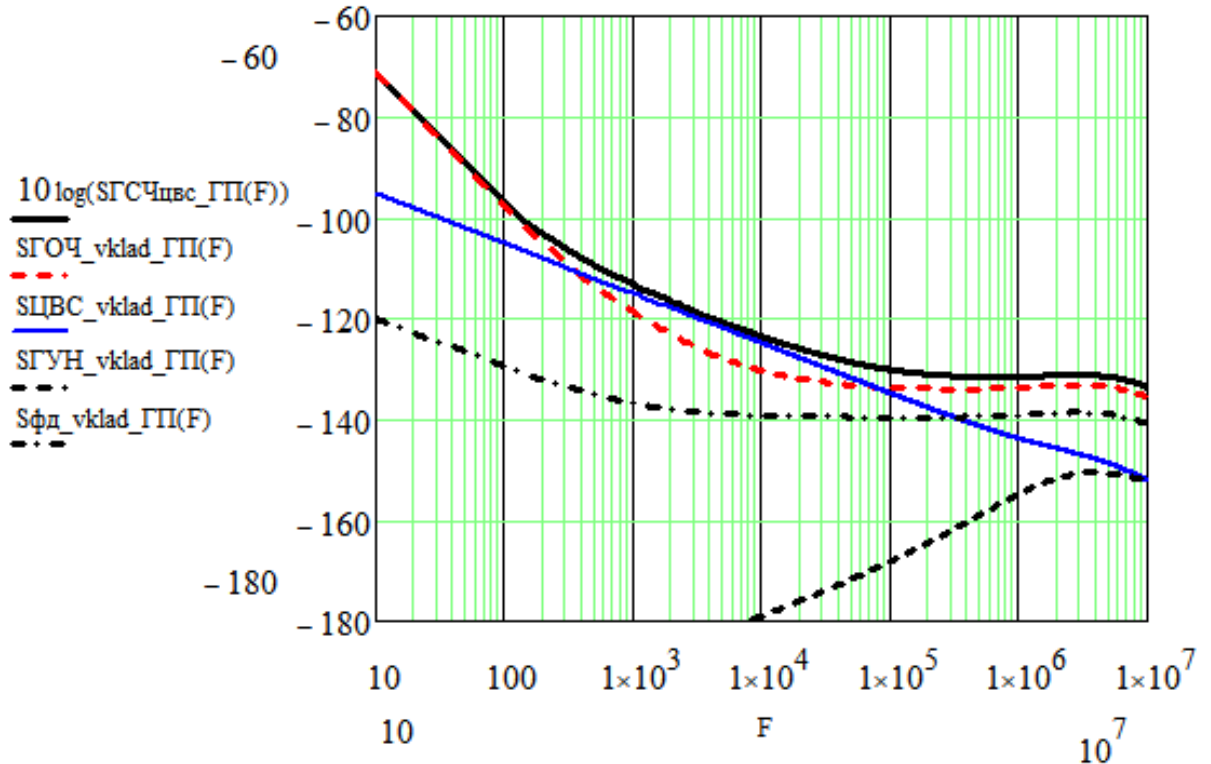


Рисунок 4.4.2 – СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора на основе быстродействующего ЦАП и смесителя для выходной частоты 5000 МГц при использовании образа основной частоты  $n = 3$

Благодаря применению ЦАП коэффициент умножения УЧ составил  $n_1=15$ , а самого ЦАП  $|n+K_{ЦАП}|=3,267$ . Достоинством такой схемы является возможность реализовать любой результирующий коэффициент умножения, в том числе и дробный  $n_1 \cdot |n+K_{ЦАП}|=49$ . С помощью обычных умножителей частоты это невозможно.

Сравним результаты моделирования такого синтезатора с результатами при отсутствии смесителя частоты, когда для получения частоты сравнения 100 МГц используется делитель частоты в кольце обратной связи  $N_2=50$ .

Для этого используем модель синтезатора с делителем частоты в кольце обратной связи из [110]. Результаты приведены на рисунке 4.4.3.

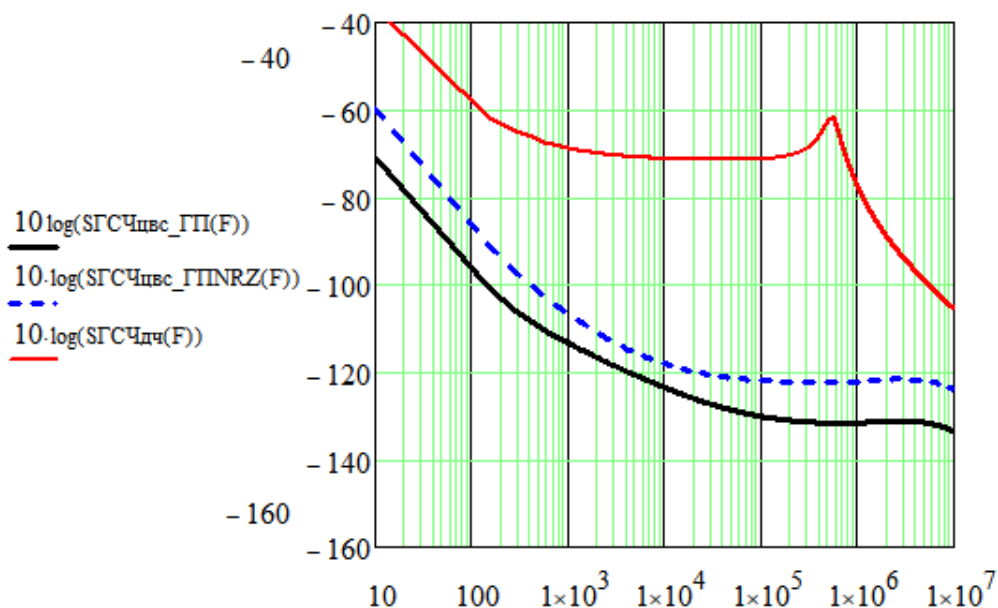


Рисунок 4.4.3. СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора на основе быстродействующего ЦАП при использовании образа основной частоты  $n=3$  в режиме RFZ4, в режиме 2xNRZ и ФАПЧ с делителем частоты в обратной связи для выходной частоты 5000 МГц

Результаты исследования модели гибридного синтезатора на основе быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы подтверждают ее эффективность. Использование специальных режимов ЦАП и системы ФАПЧ обеспечивает формирование стабильного сигнала на частоте 5000 МГц с уровнем фазовых шумов до  $-120...-130$  дБн/Гц внутри полосы пропускания ФНЧ (до 1 МГц). Применение быстродействующего ЦАП, использующего образы основной частоты, позволяет существенно снизить шумы внутри полосы пропускания в сравнении с классической системой ФАПЧ на основной частоте с делителем частоты: на частоте отстройки 100 Гц для режима 2xNRZ выигрыш составил 26 дБ, для режима RFZ4 – 39 дБ; на частоте отстройки 1 кГц для режима 2xNRZ – 37 дБ, RFZ4 – 44 дБ.

Причем использование предложенного автором режима RFZ4 по сравнению с режимом 2xNRZ ЦАП позволило получить такие преимущества: коэффициент умножения тактовой частоты 15 вместо 58, что легче реализовать, тактовая частота ниже –1900 МГц вместо 5800 МГц, уровень СПМ фазовых шумов на 5-10 дБ ниже.

## 4.5 Выводы

1. Разработан алгоритм частотного планирования быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы, позволяющий по требуемым исходным данным (выходная частота, частота генератора опорной частоты, параметры используемого ЦАП) рассчитать варианты реализации для получения заданной выходной частоты, используя образы основной частоты. Результатом расчетов частотных планов является следующий набор частот и параметров: режим работы быстродействующего ЦАП, номер и знак образа основной частоты, максимальное значение амплитуды образа, коэффициент умножения УЧ, величина коэффициента передачи ЦАП, величина тактовой частоты и частоты ЦАП, частоты соответствующего образа, значение коэффициента эффективного преобразования. Разработанный алгоритм частотного планирования позволяет получить соотношения частот и параметров цифро-аналогового преобразователя при минимальном уровне фазовых шумов, снижая время и трудозатраты на проектирование формирователей радиосигналов на основе быстродействующих ЦАП без риска несоответствий желаемым выходным данным.

2. Выполнен расчет частотных планов для двух микросхем быстродействующих ЦАП AD9164 и AD9172 при  $f_{Гоч} = 100$  МГц и  $f_{обр} = 950$  МГц, 3950 МГц, 8950 МГц. В результате расчета для каждой комбинации частот было сформировано от 11 до 36 вариантов частотного плана. Наиболее часто встречающимися в них режимами работы ЦАП оказались 2хNRZ, RFZ, RFZ3 и RFZ4. При этом новые специальные режимы работы оказались наиболее эффективны в случаях необходимости формирования высокой выходной частоты (8950 МГц). Разработанное программное обеспечение для частотного планирования позволяет формировать варианты проектирования быстродействующих ЦАП для различных диапазонов выходных частот.

3. Для лучших вариантов частотного планирования были построены графики спектральной плотности мощности фазовых шумов. Ввиду большого количества частот и параметров частотного планирования, уровень фазовых

шумов для каждого из вариантов различен и трудно прогнозируем на этапе расчета. Однако разработанные методики моделирования шумовых характеристик позволяют разработчикам оценить уровень фазовых шумов каждого из вариантов и выбрать самый эффективный с точки зрения отношения сигнал/шум либо имеющейся аппаратной базы.

4. Разработана и исследована модель гибридного синтезатора на основе быстродействующего ЦАП, защищенная патентом на полезную модель №214526. Показано, что разработанная модель гибридного синтезатора на основе быстродействующего ЦАП при использовании на частоте образа  $n = 3$  в режимах  $2xNRZ$  и  $RFZ4$  позволяет получить уровень фазовых шумов  $-120\dots-130$  дБн/Гц, что на 29–44 дБ лучше показателей классической системы ФАПЧ с делителем частоты в кольце обратной связи. Использование предложенного автором режима  $RFZ4$  по сравнению с режимом  $2xNRZ$  позволило уменьшить коэффициент умножения тактовой частоты (15 вместо 58), тактовую частоту (1900 МГц вместо 5800 МГц), а также снизить уровень СПМ фазовых шумов на 5-10 дБ.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Показано, что основной проблемой современных формирователей радиосигналов на основе метода прямого цифрового синтеза является ограничение максимальной выходной частоты, недостаточной для освоения перспективных диапазонов СВЧ и КВЧ. Проведен анализ методов повышения выходной частоты формирователей радиосигналов. Обоснованы преимущества использования высокочастотных образов основной частоты, появляющихся в спектре выходного сигнала ЦАП, перед другими методами. Показана перспективность использования формирователей сигналов на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы, которые способны увеличить уровень амплитуд высокочастотных образов основной частоты путем изменения формы огибающей спектра выходного сигнала.

2. Разработаны математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в известных режимах работы NRZ, 2xNRZ, RZ, RF, RFZ, RFZ2, использующие для повышения выходной частоты образы основной частоты. Показано значительное (на 8 - 17 дБ) увеличение амплитуд высокочастотных образов быстродействующих ЦАП по сравнению с режимом работы NRZ в высших зонах Найквиста (2-й, 3-й, 4-й, 5-й, 6-й, 7-й, 10-й, 11-й) в зависимости от  $K_{ЦАП}$  и режима работы. Для оценки эффективности специальных режимов работы ЦАП введено понятие коэффициента эффективного преобразования. Он одновременно учитывает рост частоты и уменьшение амплитуды образа относительно основного (нулевого) для режима NRZ.

3. Предложены два новых специальных режима работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей RFZ3 и RFZ4, разработаны математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в этих специальных режимах работы. Показано значительное (до 19 дБ) увеличение амплитуд образов основной частоты во 2-й, 3-й, 6-й, 7-й, 8-й, 9-й, 10-й, 11-й зонах Найквиста по сравнению с режимом NRZ. Преимуществом

предложенных новых специальных режимов работы быстродействующих ЦАП перед известными является увеличение амплитуд образов (на 2-4 дБ) в 5-й, 6-й, 7-й, 8-й, 9-й, 10-й зонах Найквиста в зависимости от  $K_{ЦАП}$  и режима работы.

4. Разработаны математическая модель шумовых характеристик быстродействующих ЦАП на основной частоте и модернизированная методика определения коэффициентов модели при недостаточности экспериментальных данных, позволяющая получить математическую модель СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе лишь по нескольким значениям СПМ фазовых шумов только для одной выходной частоты, приведенным в техническом описании ЦАП. Определены коэффициенты модели СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе для наиболее распространенных микросхем быстродействующих ЦАП. Результаты моделирования шумовых характеристик хорошо совпадают с данными из технического описания микросхем, подтверждают высокую точность предложенной модели и методики расчета ее коэффициентов.

5. Разработаны математические модели шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей с учетом специальных режимов работы NRZ, 2xNRZ, RZ, RF, RFZ, RFZ2, RFZ3, RFZ4, позволяющие провести оценку СПМ фазовых шумов выходного сигнала на частотах образов. Математическое моделирование показало эффективность использования специальных режимов работы быстродействующих ЦАП с точки зрения уменьшения уровня фазовых шумов (выигрыш в сравнении с режимом работы NRZ достигает 14,8 дБ в 9 зоне Найквиста).

6. Разработан алгоритм и программное обеспечение частотного планирования быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы для определения параметров цифро-аналоговых преобразователей из условия минимума фазовых шумов при заданных выходной частоте, частоте опорного генератора и параметрах используемого ЦАП.

7. Предложена и исследована схема гибридного синтезатора на основе быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы, защищенная патентом на полезную модель, позволяющая формировать сигнал на частоте 5000 МГц с

уровнем фазовых шумов  $-120\dots-130$  дБн/Гц, что на 29–44 дБ лучше показателей классической системы ФАПЧ с делителем частоты в цепи обратной связи.

Полученные результаты соответствуют поставленным задачам и свидетельствуют о достижении цели исследования.

**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ**

- CRS – когнитивное радио;
- DDS – метод прямого цифрового синтеза;
- SDR – программно-определяемые радиосистемы;
- ГОЧ – генератор опорной частоты;
- ГП – генератор подставки;
- ГУН – генератор управляемый напряжением;
- М – квадратурный модулятор;
- МК – микроконтроллер;
- НКФ – накопитель кода фазы;
- образы – высшие гармоники основной синтезируемой частоты;
- ПК – преобразователь кода;
- ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема;
- ПФ – полосовой фильтр;
- ПЦОС – процессор цифровой обработки сигналов;
- ПЧД – преобразователь частоты дискретизации;
- См – смеситель;
- СПМ – спектральная плотность мощности;
- У – усилитель мощности;
- УЧ – умножитель частоты;
- ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты;
- ФНЧ – фильтр нижних частот;
- ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь;
- ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор;
- ЧФД – частотно-фазовый дискриминатор.

**ЛИТЕРАТУРА**

1. Ченакин, А. Частотный синтез: текущие решения и новые тенденции / Ченакин, А. // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2008. – №1 (83). – С. 92-97. – Текст : непосредственный.
2. Ридико, Л. И. DDS: прямой цифровой синтез частоты / Л. И. Ридико // Компоненты и технологии. – 2001. – № 7. – С. 97–101. – Текст : непосредственный.
3. Кестер, У. Аналого-цифровое преобразование / У. Кестер ; перевод под редакцией Е. Б. Володина. – Москва : Техносфера, 2007. – 1016 с. – ISBN 978-5-94836-146-8. – Текст : непосредственный.
4. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / И. С. Гоноровский. – 4-е изд., перераб. и доп. – Москва : Радио и связь, 1986. – 512 с. – Текст : непосредственный.
5. Ромашов, В. В. Исследование применения образов для повышения рабочей частоты DDS синтезатора / В. В. Ромашов, А. В. Мергурьев // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2009. – № 11. – С. 93–97. – Текст : непосредственный.
6. Шапиро, Д. Н. Основы теории синтеза частот / Д. Н. Шапиро, А. А. Паин. – Москва : Радио и связь, 1981. – 264 с. – Текст : непосредственный.
7. Ямпурин, Н. П. Формирование прецизионных частот и сигналов : учебное пособие / Н. П. Ямпурин, Е. В. Сафонова, Е. Б. Жалнин. – Нижний Новгород : Нижегородский государственный технический университет, 2003. – 187 с. – Текст : непосредственный.
8. Kroupa, V. F. Direct Digital Frequency Synthesizers / V. F. Kroupa. – New York : John Wiley & Sons, Ltd, 1998. – 396 p. – Text : unmediated.
9. Vankka, J. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications : dissertation ... Doctor of Science in Technology / Jouko Vankka. – Helsinki : University of Technology, 2000. – 208 p. – Text : unmediated.

10. Мёрфи, Е. Прямой цифровой синтез (DDS) / Е. Мерфи, К. Слеттери ; перевод А. Власенко // Компоненты и технологии. – 2006. – № 8. – С. 52–55. – Текст : непосредственный.

11. Мёрфи, Е. Всё о синтезаторах DDS / Е. Мёрфи, К. Слэттери ; перевод А. Власенко // Analog Dialogue. – 2004. – Vol. 38, no. 8. – URL: <https://www.analog.com> (дата обращения: 12.04.2021). – Текст : электронный.

12. Якименко, К. А. Гибридные синтезаторы частот с низким уровнем фазовых шумов : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.04 / Якименко Кирилл Александрович. – Владимир, 2018. – 158 с. – Текст : непосредственный.

13. High Speed DACs : Analog Devices : [сайт]. – 2021. – URL: <https://www.analog.com> (дата обращения: 17.05.2021). – Текст : электронный.

14. Ромашов, В. В. Сравнительный анализ шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов на основе цифроаналоговых преобразователей / В. В. Ромашов, К. А. Якименко, А. Н. Докторов, И. Д. Грошков, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Вестник Приволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2024. – № 2 (62). – С. 6–16. – Текст : непосредственный.

15. Жалуд, В. Шумы в полупроводниковых устройствах / В. Жалуд, В. Кулешов. – Москва : Советское радио, 1997. – 416 с. – Текст : непосредственный.

16. Рыжков, А. В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А. В. Рыжков, В. Н. Попов. – Москва : Радио и связь, 1991. – 264 с. – Текст : непосредственный.

17. Докторов, А. Н. Формирователи высокочастотных сигналов с использованием спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.04 / Докторов Андрей Николаевич. – Владимир, 2018. – 162 с. – Текст : непосредственный.

18. Cushing, R. Single-Sideband Upconversion of Quadrature DDS Signals : / Rick Cushing // Analog Dialogue. — 2000. — Vol. 34, no. 3. — URL: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/single-sideband->

urpconversion-of-quadrature-dds-signals.html (дата обращения: 17.05.2021). — Текст : электронный.

19. Бельчиков, С. Фазовый шум: как спуститься ниже  $-120$  дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы / С. Бельчиков // Компоненты и технологии. – 2009. – № 5. – С. 139–146. – Текст : непосредственный.

20. Ромашов, В. В. Формирователи сетки опорных частот возбuditеля передатчика с использованием образов основной частоты / В. В. Ромашов, К. К. Храмов // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2011. – № 13. – С. 45–48. – Текст : непосредственный.

21. Ромашов, В. В. Математическое моделирование шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей / В. В. Ромашов, А. Н. Докторов, К. А. Якименко, Н. А. Сочнева (Жизнякова), С. Е. Матерухин // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2019. – № 4 (36). – С. 52–59. – Текст : непосредственный.

22. Ромашова, Л. В. Моделирование спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов частот / Л. В. Ромашова, А. В. Ромашов // Проектирование и технология электронных средств. – 2010. – № 1. – С. 19–22. – Текст : непосредственный.

23. Ромашов, В. В. Модель цифрового вычислительного синтезатора, работающего на образах основной частоты / В. В. Ромашов, К. К. Храмов, А. Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – № 2. – С. 13–17. – Текст : непосредственный.

24. Jiang, L. A 30 GHz bandwidth digital-to-analog converter in 28 nm CMOS for mmWave applications / L. Jiang, H. Zhang, K. Wang, S. Liu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2023. – Vol. 71, no. 4. – P. 1892–1903. – DOI: 10.1109/TMTT.2022.3224561. – Text : unmediated.

25. Ткаченко, А. В. Прямая цифровая модуляция: принципы и решения / А. В. Ткаченко // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2014. – № 3. – С. 162–175. – Текст : непосредственный.

26. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : перевод с английского / Б. Скляр. – Москва : Вильямс, 2007. – 1104 с. – Текст : непосредственный.

27. Ромашов, В. В. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов / В. В. Ромашов, К. К. Храмов, К. А. Якименко, А. Н. Докторов, Н. А. Сочнева (Жизнякава) // Радиотехника. – 2022. – Т. 86, № 5. – С. 135–144. – Текст : непосредственный.

28. Фейг, Д. Новые радиочастотные ЦАП расширяют горизонты программно-определяемых радиосистем / Д. Фейг ; перевод с английского // РадиоЛоцман. – 2017. – № 7. – С. 26–32. – Текст : непосредственный.

29. Kuckreja, A. High-Speed DACs ease transmitter designs / A. Kuckreja, G. Ostrem // Microwave & RF. – 2010. – August. – URL: <https://www.mwrf.com> (дата обращения: 24.04.2023). – Текст : электронный.

30. Ромашов, В. В. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов / В. В. Ромашов, К. К. Храмов, А. Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – № 4. – С. 10–15. – Текст : непосредственный.

31. Overhoff, S. Direct-Sampling DACs in Theory and Application : Application note 5446 / S. Overhoff ; Maxim Integrated. – 2013. – URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5446> (дата обращения: 26.04.2023). – Текст : электронный.

32. Synchronizing Multiple High-Speed Multiplexed DACs for Transmit Applications : Application note 3901 / Maxim Integrated. – 2006. – URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3901> (дата обращения: 26.04.2023). – Текст : электронный.

33. Чжан, И. Развитие беспроводных систем на основе быстродействующих ЦАП / И. Чжан, А. Толедано // Беспроводные технологии. – 2013. – № 4. – С. 65–68. – Текст : непосредственный.

34. Mitola, J. Software Radio: A Paradigm for the Design of Wireless Systems / J. Mitola. – Garland, TX : E-Systems / Melpar, 1991. – 48 p. – Text : unmediated.

35. Галкин, В. А. Основы программно-конфигурируемого радио / В. А. Галкин. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2013. – 372 с. – Текст : непосредственный.

36. Тумачек, А. Программно-конфигурируемое радио набирает обороты / А. Тумачек, Д. Кругликов // Современная электроника. – 2016. – № 8. – С. 66–71. – Текст : непосредственный.

37. Пронин, К. Проектирование, оптимизация и моделирование SDR / К. Пронин // Беспроводные технологии. – 2012. – № 2. – С. 49–53. – Текст : непосредственный.

38. Romashov, V. V. The Use of Images of DDS in the Hybrid Frequency Synthesizers / V. V. Romashov, L. V. Romashova, K. K. Khramov, K. A. Yakimenko // 2014 24th International Crimean Conference «Microwave and Telecommunication Technology» (CriMiCo) : conference proceedings. – Sevastopol, 2014. – P. 302–303. – Text : unmediated.

39. Romashov, V. V. The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation / V. V. Romashov, K. K. Khramov, A. N. Doktorov // 2014 24th International Crimean Conference «Microwave and Telecommunication Technology» (CriMiCo) : conference proceedings. – Sevastopol, 2014. – P. 310–311. – Text : unmediated.

40. Romashov, V. V. Simulation of Noise Curves of the New Integrated DDS from Analog Devices / V. V. Romashov, L. V. Romashova, K. K. Khramov, A. N. Doktorov // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) : proceedings. – Krasnoyarsk : Siberian Federal University, 2013. – IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. – Text : unmediated.

41. Ромашов, В. В. Моделирование шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2011. – № 4. – С. 20–23. – Текст : непосредственный.

42. Храмов, К. К. Сравнительный анализ режимов работы быстродействующих ЦАП / К. К. Храмов, В. В. Ромашов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2018. – № 4. – С. 44–54. – Текст : непосредственный.

43. Ромашова, Л. В. Архитектура быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы RZ и RF / Л. В. Ромашова, А. Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XIV Всероссийские научные Зворыкинские чтения : сборник тезисов докладов. – Муром : МИ ВлГУ, 2022. – С. 231–232. – Текст : непосредственный.

44. Bugeja, A. R. A 14-b, 100-MS/s CMOS DAC designed for spectral performance / A. R. Bugeja [et al.] // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1999. – Vol. 34, no. 12. – P. 1719–1732. – Text : unmediated.

45. Park, S. A digital-to-analog converter based on differential-quad switching / S. Park [et al.] // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2002. – Vol. 37, no. 10. – P. 1335–1338. – Text : unmediated.

46. High Speed DACs AD9164 : Analog Devices : [сайт]. – 2021. – URL: <https://www.analog.com/ru/products/ad9164.html> (дата обращения: 03.03.2021). – Текст : электронный.

47. High Speed DACs AD9739 : Analog Devices : [сайт]. – 2021. – URL: <https://www.analog.com/ru/products/ad9739.html> (дата обращения: 15.03.2021). – Текст : электронный.

48. Romashov, V. V. Application High-Speed Digital-to-Analog Converters for Direct Digital Synthesis of High-Frequency Radio Signals / V. V. Romashov, A. N. Doktorov, K. A. Yakimenko, N. A. Sochneva (Zhizniakova) // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Vol. 1493. – P. 012023. – DOI: 10.1088/1742-6596/1493/1/012023. – Text : unmediated.

49. Ромашов, В. В. Применение быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей при прямом цифровом синтезе высокочастотных радиосигналов / В. В. Ромашов, А. Н. Докторов, К. А. Якименко, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн : материалы Всероссийской открытой научной конференции (Армандовские чтения). – Муром : МИ ВлГУ, 2020. – С. 297–302. – Текст : непосредственный.

50. Королев, А.В. Экспериментальное исследование фазовых и амплитудных шумов многорежимных цифро-аналоговых преобразователей в режимах RZ, NRZ и RF/ А.В. Королев, С.Г. Рыков // Радиотехника. – 2024. – Т. 88. – № 7. – С. 177–194. – Текст : непосредственный.

51. Ромашов, В. В. Сравнительный анализ специальных режимов работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей / В. В. Ромашов, А. Н. Докторов, К. А. Якименко, Н. А. Сочнева (Жизнякова), В. И. Лосев // Актуальные проблемы современной науки и производства : материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции. – Рязань : РГРТУ, 2023. – С. 127–134. – Текст : непосредственный.

52. Применение цифровой обработки сигналов / под редакцией Э. Оппенгейма ; перевод с английского под редакцией А. М. Рязанцева. – Москва : Мир, 1980. – 552 с. – Текст : непосредственный.

53. High-Speed DACs : Maxim Integrated : [сайт]. – 2017. – URL: <https://para.maximintegrated.com> (дата обращения: 17.05.2021). – Текст : электронный.

54. Ромашов, В. В. Формирование сигналов в ОВЧ и УВЧ диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот / В. В. Ромашов, К. К. Храмов // Радиотехника. – 2007. – № 6. – С. 39–41. – Текст : непосредственный.

55. Сочнева (Жизнякова), Н. А. Специальные режимы изменения огибающей спектра выходного сигнала быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей для прямого цифрового синтеза высокочастотных сигналов / Н.

А. Сочнева (Жизнякова) // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2021. – № 23. – С. 62–67. – Текст : непосредственный.

56. Ромашов, В. В. Оценка эффективности специальных режимов работы цифро-аналоговых преобразователей при формировании высокочастотных сигналов / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова, А. Н. Докторов, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2024. – № 2 (54). – С. 69–75. – Текст : непосредственный.

57. Ромашов, В. В. Разработка новых режимов работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей для повышения эффективности прямого цифрового синтеза высокочастотных сигналов / В. В. Ромашов, К. К. Храмов, А. Н. Докторов, К. А. Якименко, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий : материалы Всероссийской конференции (с международным участием). – Москва, 2022. – С. 65–70. – Текст : непосредственный.

58. Манасевич, В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование / В. Манасевич ; перевод с английского под редакцией А. С. Галина. – Москва : Связь, 1979. – 384 с. – Текст : непосредственный.

59. Leeson, D. B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum / D. B. Leeson // Proceedings of the IEEE. – 1966. – Vol. 54, no. 2. – P. 329–330. – Text : unmediated.

60. Leeson, D. B. Short Term Stable Microwave Sources / D. B. Leeson // The Microwave Journal. – 1970. – June. – P. 59–69. – Text : unmediated.

61. Reza Khanzadi, M. Modeling and Estimation of Phase Noise in Oscillators with Colored Noise Sources / M. Reza Khanzadi. – Gothenburg : Chalmers University of Technology, 2013. – 90 p. – Text : unmediated.

62. Rubiola, E. Phase Noise and Frequency Stability in Oscillators / E. Rubiola. – Cambridge : Cambridge University Press, 2010. – 228 p. – Text : unmediated.

63. Kroupa, V. F. Frequency Stability: Introduction and Applications / V. F. Kroupa. – New York : John Wiley & Sons, 2012. – 303 p. – Text : unmediated.

64. Direct Digital Synthesizer AD9911 : Analog Devices : [сайт]. – 2020. – URL: <https://www.analog.com> (дата обращения: 19.11.2024). – Текст : электронный.

65. Delos, P. Improved DAC Phase Noise Measurements Enable Ultra-Low Phase Noise DDS Applications / P. Delos, J. Liner // Analog Dialogue. – 2017. – Vol. 51, no. 8. – URL: <https://www.analog.com> (дата обращения: 19.11.2024). – Текст : электронный.

66. Методы измерения уровня фазовых шумов : Agilent : [сайт]. – 2018. – URL: <https://www.agilent.com/home> (дата обращения: 24.09.2018). – Текст : электронный.

67. Ромашова, Л. В. Моделирование спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов частот / Л. В. Ромашова, А. В. Ромашов // Проектирование и технология электронных средств. – 2010. – № 1. – С. 19–22. – Текст : непосредственный.

68. Ромашов, В. В. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова, К. К. Храмов, А. Н. Докторов, К. А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – № 1. – С. 5–20. – Текст : непосредственный.

69. Romashov, V. V. Research of Phase Noise of Direct Digital Synthesizers / V. V. Romashov, L. V. Romashova, K. K. Khramov // 2011 IEEE International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) : proceedings. – Krasnoyarsk, 2011. – P. 168–171. – Text : unmediated.

70. Ромашов, В. В. Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – № 1. – С. 23–26. – Текст : непосредственный.

71. Romashov, V. V. The regression model of power spectral density of phase noise of direct digital synthesizers / V. V. Romashov, L. V. Romashova, K. K. Khramov // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications

(SIBCON) : proceedings. – Moscow : Higher School of Economics, 2016. – DOI: 10.1109/SIBCON.2016.7491777. – Text : unmediated.

72. Ромашов, В. В. Регрессионные модели шумовых характеристик генераторов сигналов / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2017. – № 3. – С. 69–75. – Текст : непосредственный.

73. Ромашов, В. В. Регрессионные модели шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XIII Всероссийские научные Зворыкинские чтения : сборник тезисов докладов. – Муром : ИПЦ МИ ВлГУ, 2021. – С. 160–161. – Текст : непосредственный.

74. Ромашов, В. В. Математические модели шумовых характеристик цифро-аналоговых преобразователей / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова, И. Д. Грошков, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2021. – № 2. – С. 50–57. – Текст : непосредственный.

75. Ромашова, Л. В. Обзор методов моделирования шумовых характеристик устройств формирования радиосигналов / Л. В. Ромашова, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2021. – № 23. – С. 55–61. – Текст : непосредственный.

76. Ромашова, Л. В. Математическая модель шумовых характеристик быстродействующего цифроаналогового преобразователя LTC2000AF / Л. В. Ромашова, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XV Всероссийские научные Зворыкинские чтения : сборник тезисов докладов. – Муром : МИ ВлГУ, 2023. – С. 206–207. – Текст : непосредственный.

77. Хоровиц, П. Искусство схемотехники : в 3 томах / П. Хоровиц, У. Хилл ; перевод с английского М. В. Гальперина. – 4-е изд., перераб. и доп. – Москва : Мир, 1993. – Т. 1. – 413 с. – Текст : непосредственный.

78. Ромашов, В. В. Математическая модель шумовых характеристик быстродействующего цифроаналогового преобразователя AD9164 / В. В. Ромашов, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XIII Всероссийские научные Зворыкинские чтения : сборник тезисов докладов. – Муром : ИПЦ МИ ВлГУ, 2021. – С. 162–163. – Текст : непосредственный.

79. Ромашов, В. В. Математические модели шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей формирователей радиолокационных сигналов / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова, А. Н. Докторов, К. А. Якименко, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн : материалы Всероссийской открытой научной конференции (Армандовские чтения). – Муром : МИ ВлГУ, 2021. – С. 388–395. – Текст : непосредственный.

81. Ромашов, В. В. Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова, К. К. Храмов, А. Н. Докторов // Радиопромышленность. – 2012. – № 2. – С. 38–48. – Текст : непосредственный.

82. Ромашов, В. В. Коэффициенты передачи шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в различных режимах работы / В. В. Ромашов, А. Н. Докторов, С. Е. Матерухин, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2018. – № 20. – С. 28–33. – Текст : непосредственный.

83. Сочнева (Жизнякова), Н. А. Исследование коэффициентов передачи фазового шума быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей при использовании образов основной частоты / Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2019. – № 21. – С. 4–8. – Текст : непосредственный.

84. Докторов, А. Н. Использование специальных режимов работы быстродействующих цифроаналоговых преобразователей для улучшения шумовых характеристик формирователей сигналов / А. Н. Докторов, С. Е.

Матерухин, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Прикладные вопросы формирования и обработки сигналов в радиолокации, связи и акустике. X научно-практический семинар (Армандовские чтения) : сборник тезисов докладов. – Муром : ИПЦ МИ ВлГУ, 2019. – С. 35–36. – Текст : непосредственный.

85. Romashov, V. V. High Speed Digital to Analogue Converters Phase Noise Modelling / V. V. Romashov, K. A. Yakimenko, A. N. Doktorov, N. A. Sochneva (Zhizniakova) // Journal of Physics: Conference Series. – 2023. – Vol. 2573, no. 1. – P. 012040. – DOI: 10.1088/1742-6596/2573/1/012040. – Text : unmediated.

86. Сочнева (Жизнякова), Н. А. Коэффициенты передачи фазовых шумов быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы / Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Проектирование и технология электронных средств. – 2023. – № 4. – С. 53–57. – Текст : непосредственный.

87. Ромашов, В. В. Частотное планирование диапазонных формирователей радиосигналов с использованием образов основной частоты ЦВС / В. В. Ромашов, К. К. Храмов // Проектирование и технология электронных средств. – 2013. – № 3. – С. 38–43. – Текст : непосредственный.

88. Мотина, И. С. Алгоритм частотного планирования быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы / И. С. Мотина, Н. А. Сочнева (Жизнякова), Л. В. Ромашова // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2024. – № 26. – С. 19–27. – Текст : непосредственный.

89. Мотина, И. С. Алгоритм частотного планирования быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы / И. С. Мотина, Н. А. Сочнева (Жизнякова), Л. В. Ромашова // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XVII Всероссийские научные Зворыкинские чтения : сборник тезисов докладов. – Муром : ИПЦ МИ ВлГУ, 2025. – С. 304–305. – Текст : непосредственный.

90. Kroupa, V. F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis / V. F. Kroupa. – New York : John Wiley & Sons, Ltd, 2003. – 320 p. – Text : unmediated.

91. Королев, А.В. Гибридный синтезатор с двумя кольцами фазовой автоподстройки частоты и цифровым вычислительным синтезатором в цепи

смещения частоты. Часть 1. Цепь смещения частоты / А.В. Королев, Я.В. Коршиков, С.Г. Рыков // Радиотехника. – 2023. – Т. 87. № 2. – С. 178–192. – Текст : непосредственный.

92. Королев, А.В. Гибридный синтезатор с двумя кольцами ФАПЧ и ЦВС. Часть 2. Цепь точной настройки и основное кольцо ФАПЧ/ А.В. Королев, Я.В. Коршиков, С.Г. Рыков // Радиотехника. – 2023. – Т. 87. – №7. – С. 145–161. – Текст : непосредственный.

93. Романов, С.К. Влияние нелинейности детектора на спектр выходного сигнала системы ФАПЧ со смесителем в опорном канале/ С.К. Романов, А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, В.Н. Тихомиров // Теория и техника радиосвязи. – 2022. – № 2. – С. 64–75. – Текст : непосредственный.

94. Леньшин, А.В. Моделирование структуры импульсно-фазовой автоподстройки частоты для формирования сигналов с угловой модуляцией / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, Е.В. Шаталов // Теория и техника радиосвязи. – 2024. – № 2. – С. 45–57. – Текст : непосредственный.

95. Ромашов, В. В. Экспериментальное исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза / В. В. Ромашов, К. А. Якименко, А. Н. Докторов, Л. В. Ромашова // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2017. – № 1 (33). – С. 6–17. – Текст : непосредственный.

96. Ромашов, В. В. Гибридный синтезатор частот на основе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя / В. В. Ромашов, К. А. Якименко, А. Н. Докторов, Н. А. Сочнева (Жизнякава) // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2022. – № 4 (48). – С. 51–59. – Текст : непосредственный.

97. Romashov, V. V. Wide-band hybrid frequency synthesizer with improved noise performance / V. V. Romashov, L. V. Romashova, K. K. Khramov, K. A. Yakimenko, A. N. Doktorov // 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking

Technologies (MWENT) : proceedings. – Moscow, 2018. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/MWENT.2018.8337233. – Text : unmediated.

98. Ромашов, В. В. Программный комплекс для проектирования гибридных синтезаторов частот и моделирования их шумовых характеристик / В. В. Ромашов, К. А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2018. – № 1 (29). – С. 36–44. – Текст : непосредственный.

99. Yakimenko, K. A. Mathematical modelling and research of output spectrum of synthesizers based on high-speed DAC for 5G / K. A. Yakimenko, V. V. Romashov, A. N. Doktorov, N. A. Sochneva (Zhizniakova) // Journal of Physics: Conference Series. – 2023. – Vol. 2573, no. 1. – P. 012040. – DOI: 10.1088/1742-6596/2573/1/012042. – Text : unmediated.

100. Якименко, К. А. Исследование шумовых характеристик синтезаторов частот на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей / К. А. Якименко, В. В. Ромашов, К. К. Храмов, А. Н. Докторов, Н. А. Сочнева (Жизнякава) // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 11. – С. 180–191. – Текст : непосредственный.

101. Якименко, К. А. Анализ переходных процессов гибридных синтезаторов частот на основе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя / К. А. Якименко, В. В. Ромашов, Н. А. Сочнева (Жизнякава) // Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн : материалы Всероссийской открытой научной конференции (Армандовские чтения). – Муром : МИ ВлГУ, 2023. – С. 412–415. – Текст : непосредственный.

102. Ромашов, В. В. Гибридные цифро-аналоговые формирователи сигналов на быстродействующих ЦАП / В. В. Ромашов, К. А. Якименко, И. Д. Грошков, Н.А. Сочнева (Жизнякава), А.Н. Докторов, К.К. Храмов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XIV Всероссийские научные Зворыкинские чтения : сборник тезисов докладов. – Муром : ИПЦ МИ ВлГУ, 2023. – С. 345–346. – Текст : непосредственный.

103. Якименко, К. А. Влияние фазового шума и нелинейных искажений быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей на параметры цифровых систем связи / К. А. Якименко, В. В. Ромашов, К. К. Храмов, А. Н. Докторов, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 6. – С. 137–148. – Текст : непосредственный.

104. Якименко, К. А. Исследование шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей и синтезаторов на их основе / К. А. Якименко, В. В. Ромашов, К. К. Храмов, А. Н. Докторов, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2023. – № 5. – С. 25–26. – Текст : непосредственный.

105. Ромашов, В. В. Математические модели шумовых характеристик гибридных цифро-аналоговых формирователей сигналов на быстродействующих ЦАП / В. В. Ромашов, Л. В. Ромашова, К. А. Якименко, А. Н. Докторов, Н. А. Сочнева (Жизнякова) // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XIV Всероссийские научные Зворыкинские чтения : сборник тезисов докладов. – Муром : ИПЦ МИ ВлГУ, 2023. – С. 340–341. – Текст : непосредственный.

106. Ромашова, Л.В. Исследование шумовых свойств однокольцевой ФАПЧ со смесителем в цепи обратной связи / Л.В.Ромашова, А.В.Ромашов, А.Н.Фомичев // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2011. – №2. – С. 20 – 24. – Текст : непосредственный.

107. Кулешов, В.Н. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов / В.Н. Кулешов, Н.Н. Удалов, В.М. Богачев. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 416 с. – Текст : непосредственный.

108. Кварцевые генераторы : Морион : [сайт]. – URL: [https://morion.com.ru/files/oscillators/97\\_file-ru.pdf?1603278178](https://morion.com.ru/files/oscillators/97_file-ru.pdf?1603278178) (дата обращения: 12.02.2025). – Текст : электронный.

109. Радиочастотные микросхемы : ПМК Миландр : [сайт]. – URL: <https://support.milandr.ru/base/spravka/radiochastotnye-mikroskhemy/1508mt015->

mikroskhema-sintezatora-chastot-s-drobnym-koeffitsientom-deleniya-i-vstroennym - gun/ (дата обращения: 12.02.2025). – Текст : электронный.

110. Ромашова, Л.В. Исследование спектральных характеристик системы ИФАПЧ в режиме умножения частоты / Л.В.Ромашова, А.Н.Фомичев // Вопросы радиоэлектроники, сер. ОТ. – 2010. – Выпуск 1. – С. 23-28. – Текст : непосредственный.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

## III. Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022683305

**Программа математического моделирования выходного сигнала быстродействующего цифроаналогового преобразователя в специальных режимах работы NRZ, RZ, RF, RFZ**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых"* (RU)

Авторы: *Докторов Андрей Николаевич (RU), Ромашов Владимир Викторович (RU), Якименко Кирилл Александрович (RU), Сочнева Наталья Александровна (RU)*

Заявка № 2022682126

Дата поступления 21 ноября 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 05 декабря 2022 г.



*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077e14e40f0a94e6bd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 20.12.2022 по 26.05.2023

*Ю.С. Зубов*

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024614356

**Программа математического моделирования  
спектральной плотности мощности фазовых шумов и  
джиттера синтезатора частот на основе  
быстродействующего цифроаналогового  
преобразователя**

Правообладатель: **Якименко Кирилл Александрович (RU)**

Авторы: **Якименко Кирилл Александрович (RU), Храмов  
Константин Константинович (RU), Сочнева Наталья  
Александровна (RU)**



Заявка № **2024610744**

Дата поступления **18 января 2024 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **22 февраля 2024 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 429b6a0fe3853164baf96f83b73b4aa7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

*Ю.С. Зубов*

## П2. Патент на полезную модель

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

**№ 214526**

**Гибридный синтезатор частот на основе  
быстродействующего цифроаналогового  
преобразователя в специальных режимах работы**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых" (ВлГУ) (RU)*

Авторы: *Ромашов Владимир Викторович (RU), Якименко Кирилл Александрович (RU), Докторов Андрей Николаевич (RU), Сочнева Наталья Александровна (RU)*

Заявка № 2022114183

Приоритет полезной модели 25 мая 2022 г.

Дата государственной регистрации  
в Государственном реестре полезных  
моделей Российской Федерации 02 ноября 2022 г.

Срок действия исключительного права  
на полезную модель истекает 25 мая 2032 г.

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 68b80077e14e40f0a94e6bd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 29.05.2022 по 26.05.2023

*Ю.С. Зубов*



### ПЗ. Акты внедрения результатов диссертационной работы

УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель директора  
Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО  
«Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая  
Григорьевича Столетовых»

Е.С. Смирнов

«16» 02 2026

АКТ

Об использовании результатов диссертационной работы Жизняковой Н.А. «Математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы для формирования высокочастотных сигналов с малым уровнем фазовых шумов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», в учебном процессе Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

Мы, нижеподписавшиеся, начальник учебного отдела Педя Т.Н., заведующий кафедрой радиотехники д.т.н., профессор Ромашов В.В., к.т.н, доцент кафедры радиотехники Храмов К.К. составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Жизняковой Н.А. внедрены в учебный процесс на кафедре радиотехники:

- материалы диссертационной работы Жизняковой Н.А. используются при чтении лекций по дисциплинам «Цифровые синтезаторы частот» для магистрантов направления подготовки 11.04.01 «Радиотехника» и «Радиопередающие устройства» для студентов направления подготовки 11.03.01 «Радиотехника»;

- разработанная математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы и программа частотного планирования быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы используются при проведении лабораторных работ по курсам «Цифровые синтезаторы частот» для магистрантов направления подготовки 11.04.01 «Радиотехника», «Радиопередающие устройства» для студентов направления подготовки 11.03.01 «Радиотехника».

Начальник учебного отдела  
Заведующий кафедрой радиотехники  
д.т.н., профессор  
К.т.н., доцент кафедры радиотехники

Т.Н. Педя

В.В. Ромашов

К.К. Храмов



УТВЕРЖДАЮ  
Генеральный директор  
АО «МЗ РИП»

А.В. Гудин

« 25 » *марта* 2026 г.

### АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Жизняковой Натальи Александровны на тему «Математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы для формирования высокочастотных сигналов с малым уровнем фазовых шумов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы Жизняковой Н.А., а именно:

- математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) в специальных режимах работы с использованием копий спектра (образов) основной частоты;
  - математические модели шумовых характеристик быстродействующих ЦАП, учитывающие влияние специальных режимов работы, и модернизированная методика их получения;
  - алгоритм частотного планирования быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы, позволяющий определить соотношения между частотами ЦАП и его параметрами из условия минимума фазовых шумов
- использованы АО «МЗ РИП» при модернизации аппаратуры формирования сигналов, что позволило повысить качество формируемых сигналов.

Главный конструктор

М.Ю. Ивушкин