

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Владимирский государственный университет
им. Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (ВлГУ)

На правах рукописи



Грошков Игорь Дмитриевич

**ФОРМИРОВАТЕЛИ КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ
С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВЫХ ШУМОВ
НА ОСНОВЕ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ
ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

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 В.В.

Муром – 2026

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА I. АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК КОГЕРЕНТНЫХ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ И МЕТОДОВ ИХ ПОСТРОЕНИЯ	11
1.1 Основные параметры устройств формирования высокочастотных сигналов	11
1.2 Устройства формирования высокочастотных сигналов когерентных радиосистем	17
1.3 Обзор методов построения формирователей высокочастотных сигналов	19
1.4 Формирователи сигналов на основе высокоскоростных цифро- аналоговых преобразователей	30
1.5 Выводы и постановка задач исследования	41
ГЛАВА II. РАЗРАБОТКА СХЕМ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ЦАП	43
2.1 Разработка структурных схем формирователя высокочастотных сигналов на основе высокоскоростных ЦАП	43
2.2 Обобщенная структурная схема формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП	48
2.3 Алгоритм частотного планирования формирователей сигналов когерентных радиосистем	50
2.4 Методика проектирования формирователей когерентных радиосистем на основе высокоскоростных ЦАП	59
2.5 Проектирование формирователя когерентных высокочастотных сигналов	71
2.6 Проектирование формирователя сигналов S диапазона частот на основе высокочастотных ЦАП	74
2.7 Выводы	80

ГЛАВА III. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ РАДИОСИГНАЛОВ И ИХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЗВЕНЬЕВ.....	82
3.1 Основные факторы, влияющие на уровень шумов радиотехнических систем и методы моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов.....	82
3.2 Математические модели шумовых характеристик основных функциональных звеньев формирователей сигналов	86
3.3 Математические модели шумовых характеристик высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей	94
3.4 Математическое моделирование шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы.....	106
3.5 Выводы.....	114
ГЛАВА IV. РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ.....	116
4.1 Цифровой формирователь сложно-модулированных сигналов на основе ЦАП с комбинированием данных	116
4.2 Экспериментальное исследование формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП.....	132
4.3 Гибридный синтезатор частот на основе высокоскоростного цифроаналогового преобразователя и квадратурного модулятора	136
4.4 Выводы.....	141
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	143
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	146
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	148
ПРИЛОЖЕНИЕ А	163

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

При проектировании радиотехнических систем одной из основных задач является синтез стабильных высокочастотных сигналов с возможностью реализации различных видов модуляции. В современных системах передачи данных и радиолокации возможность оперативно изменять режимы формирования и перестраивать несущую частоту сигнала позволяет увеличить устойчивость системы в условиях воздействия активных и пассивных помех.

Так, в когерентных доплеровских радиолокационных системах, работающих в UHF, L и S диапазонах частот, отраженный от радиолокационной цели полезный сигнал имеет низкую амплитуду и может быть маскирован шумами устройства формирования сигналов передатчика и гетеродина приёмника, которые накладываются на сигналы с высокой амплитудой (отражения от поверхности земли, зданий, метеорологических образований и т.д.) [1, 2]. В современных многоканальных радиосистемах, таких как системы с многими входами и многими выходами (MIMO), требуется реализация нескольких когерентных передающих и приёмных трактов, обеспечивающих определённые фазовые соотношения между каналами. Когерентность каналов позволяет использовать специализированные алгоритмы их обработки для борьбы с многолучевым распространением и замираниями сигнала [3]. В таких системах при передаче данных избыточный фазовый шум приводит к снижению стабильности синхронизации и появлению битовых ошибок [3, 4].

Степень разработанности темы исследования

Общие проблемы синтеза колебаний с низким уровнем фазовых шумов широко освещаются в отечественной [4-19] и в зарубежной литературе [20-26].

Свой вклад в развитие методов построения формирователей сигналов с низким уровнем фазовых шумов внесли зарубежные ученые: А. Chenakin, J.B. Hagen, V.F. Kroupa, D.B. Leeson, V. Manassevich, U.L. Rohde, J. Vankka и др.; а также отечественные исследователи: Л.А. Белов, Ю.К. Богатырев, А.Н. Докторов, В.П. Дьяконов, В.Н. Кулешов, А.В. Королёв, В.В. Ромашов, А.В. Рыжков, И.В. Рябов, И.В.

Скогоренко, Д.И. Суржик, Д.П. Царапкин, Д.Н. Шапиро, В.В. Шахгильдян, Б.И. Шахтарин, К.А. Якименко, Н.П. Ямпурин и др.

Одним из действенных методов снижения фазового шума является использование криогенных систем охлаждения, которые значительно снижают шумы генерируемых сигналов. В то же время применение криогенных систем ограничено в связи со значительными габаритами, высоким энергопотреблением и стоимостью [27, 28].

Применение оптико-электронных систем позволяет уменьшить влияние помех при передаче сигнала по оптическому каналу [29]. Недостатком такого подхода при модернизации радиосистем является значительное удорожание изделия за счёт использования дорогостоящей компонентной базы. Оправданным может являться внедрение отдельных элементов радиофотоники, дополняющих СВЧ системы. Кроме того, использование трактов формирования на основе радиофотоники целесообразно при работе в X-диапазоне частот и выше [30].

Как правило, среди основных методов синтеза сигналов исследователи выделяют прямой аналоговый, косвенный и прямой цифровой методы.

Для прямого аналогового метода синтеза характерна высокая скорость переключения, хорошие шумовые характеристики, но усложнение структуры устройства приводит к значительному увеличению габаритов и массы [4, 20].

Косвенный метод синтеза реализуется на основе схем автоматической подстройки частоты. В зависимости от параметра, контролируемого в цепи обратной связи, различают частотную и фазовую (ФАПЧ) схемы автоматической подстройки частоты. Сигнал, сформированный системой с ФАПЧ, имеет низкий уровень побочных частотных составляющих в спектре, однако уменьшение шага сетки частот приводит к росту фазовых шумов [4-9, 20, 31].

Развитие микроэлектроники привело к широкому распространению прямого цифрового синтеза на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП). Основными достоинствами прямого цифрового синтеза является крайне малый шаг сетки частот и высокая скорость перестройки частоты. Применение современных высокоскоростных ЦАП позволяет значительно упростить

структуру формирователя сигналов и обеспечить низкий уровень вносимых фазовых шумов.

В то же время существенными недостатками данного метода синтеза является высокий уровень побочных составляющих в спектре, ограниченное значение частоты выходного сигнала и необходимость источника опорного сигнала с частотой, более чем в 2 раза превышающей частоту формируемого сигнала [15, 19, 26].

При построении радиосистем влияние недостатков основных методов синтеза возможно уменьшить за счёт комбинирования элементов различных методов синтеза и использование гибридных синтезаторов частот. В результате недостатки, характерные для одного метода синтеза, могут быть компенсированы достоинствами другого метода.

В современных радиосистемах широкое применение находят высокоскоростные цифро-аналоговые преобразователи, особенностью архитектуры которых является наличие специальных режимов работы, позволяющих увеличивать уровень побочных спектральных составляющих формируемого сигнала и использовать их для повышения частоты [3, 32-34].

Построение структуры формирователя сигнала требует проведения теоретического анализа с использованием математических моделей, позволяющих проводить оценку спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов каждого функционального звена схемы [4-9, 16-21]. Такой подход позволяет на этапе проектирования определить параметры для обеспечения наилучших шумовых характеристик устройств формирования сигналов. Однако в литературе недостаточно внимания уделяется методикам расчёта параметров формирователей когерентных радиосигналов и отсутствуют экспериментально подтверждённые математические модели фазовых шумов синтезаторов частот на основе высокоскоростных ЦАП в специальных режимах работы, использующих образы сигнала в высших зонах Найквиста.

Учитывая существующую в нашей стране потребность в совершенствовании радиотехнических систем различного назначения, необходимо уделить серьезное внимание исследованию малошумящих устройств формирования когерентных радиосигналов, а также разработке методик их расчета и проектирования.

Таким образом, появляется необходимость в разработке научно-методического аппарата для расчета и проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы, использующих копии спектра (образы) формируемого сигнала в высших зонах Найквиста.

Целью исследования является:

разработка научно-методического обеспечения проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы, использующих образы сигнала в высших зонах Найквиста.

Задачи исследования, которые необходимо решить для достижения поставленной цели:

1. Провести анализ существующих формирователей когерентных высокочастотных сигналов со сложными видами модуляции.

2. Предложить обобщённую структуру формирователя сигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей, использующих высшие зоны Найквиста, для генерирования сложно-модулированных, когерентных радиосигналов с низким уровнем фазовых шумов.

3. Разработать алгоритм частотного планирования формирователей когерентных высокочастотных сигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей.

4. Разработать методику расчета и автоматизировать проектирование формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей.

5. Экспериментально проверить и подтвердить методику проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей.

6. Разработать и подтвердить экспериментально математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователей когерентных сигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей.

Научная новизна работы:

1. Разработана методика расчёта и проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей, использующих высшие зоны Найквиста для повышения частоты.

2. Разработаны математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователей сигналов, отличающиеся от существующих тем, что в них учитывается влияние специальных режимов работы высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей.

3. Предложена структура цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов, позволяющая повысить его быстродействие и сократить необходимый объем блоков памяти в два раза.

Теоретическая и практическая значимость работы:

1. Предложена схема формирователя сигналов на основе высокоскоростного цифро-аналогового преобразователя, использующего образы сигнала в высших зонах Найквиста, позволяющая генерировать сложно-модулированные, когерентные радиосигналы S диапазона частот с уровнем спектральной плотности мощности фазовых шумов не более минус 120 дБ/Гц на отстройке 1 кГц от несущей частоты.

2. На базе предложенного алгоритма частотного планирования и разработанной методики проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей реализован программный продукт для проектирования таких формирователей, позволяющий сравнивать различные варианты построения и выбирать наилучший.

3. Разработанные математические модели шумовых характеристик формирователя когерентных радиосигналов позволяют проводить оценку параметров таких формирователей с учётом влияния специальных режимов работы высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей.

4. Предложенная структура цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов с комбинированием данных позволяет повысить его быстродействие и сократить необходимый объем блоков памяти в два раза.

Методология и методы исследования.

В ходе решения поставленных задач применялись методы регрессионного анализа, элементы теории автоматического управления, имитационное моделирование, спектральный анализ. Методика проектирования формирователей когерентных радиосигналов и математические модели шумовых характеристик формирователей сигналов на основе высокоскоростных ЦАП подтверждаются результатами натурных испытаний реальных устройств.

Положения, выносимые на защиту:

1. Методика расчета и проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей, позволяющая определять параметры формирователя при использовании высших зон Найквиста для повышения выходной частоты.

2. Математические модели шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей, позволяющие оценивать уровень фазовых шумов на ранних этапах проектирования.

3. Использование предложенной структуры цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов позволяет повысить его быстродействие и сократить необходимый объем блоков памяти в два раза.

Степень достоверности и апробация результатов.

Разработанный алгоритм частотного планирования и методика проектирования позволили реализовать программу для ЭВМ, на которую получено свидетельство о государственной регистрации.

Результаты моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователей сигналов подтверждаются экспериментально полученными характеристиками реальных устройств. Достоверность результатов исследования, полученных в диссертационной работе, обеспечивается использованием общепринятой методики исследования шумовых характеристик.

Предложенные структурные схемы цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов и гибридного синтезатора частот запатентованы. Заявленный

эффект от использования предложенного цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов подтверждается результатами натурных испытаний и актом внедрения результатов диссертационной работы.

Основные положения диссертационной работы обсуждались на XIV Международной научной конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации» (Владимир 2021); XVIII, XIX, XX, XXI Всероссийских молодежных научно-технических конференциях (Москва 2020, 2021, 2022, 2023) «Радиолокация и связь – перспективные технологии»; XIII Всероссийских научных Зворыкинских чтениях «Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России» (Муром 2021); Всероссийской научно-технической конференции «Расплетинские чтения – 2024» (Москва 2024); III Российской научной конференции «Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества» (Омск 2024).

Публикации по теме исследований

По тематике диссертации опубликовано 16 работ, в том числе 4 статьи в изданиях, рекомендованных Высшей аттестационной комиссией РФ, 1 публикация, индексируемая в международной реферативной базе Scopus, 2 патента на полезную модель и свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемой литературы и приложения. Общий объем работы составляет 166 страницы машинописного текста, включая 75 рисунков и 13 таблиц. Библиография содержит 119 наименований, в том числе 16 работ автора.

ГЛАВА I . АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК КОГЕРЕНТНЫХ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ И МЕТОДОВ ИХ ПОСТРОЕНИЯ

Проведен обзор основных параметров устройств синтеза высокочастотных сигналов. Определены характеристики устройств формирования высокочастотных сигналов приёмопередающих радиосистем, использующих сложные виды модуляции. Рассмотрены основные методы синтеза частот и принципы формирования сложно-модулированных сигналов радиопередающих устройств, определены их достоинства и недостатки. Проведён анализ формирователей сигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей, использующих образы сигнала в высших зонах Найквиста ЦАП. Описаны основные режимы работы высокоскоростных ЦАП, которые позволяют изменять огибающую частотного спектра формируемого сигнала для увеличения амплитуды образов в высших зонах Найквиста. Поставлена цель и сформулированы основные задачи диссертационного исследования.

1.1 Основные параметры устройств формирования высокочастотных сигналов

Формирование радиочастотных колебаний является актуальной задачей для радиолокации, систем радиосвязи, измерительного, медицинского и прочего оборудования [17, 35-38]. Фундаментальные принципы синтеза частот приведены в работах [4-26].

Свой вклад в развитие методов формирования сигналов внесли зарубежные ученые: А. Chenakin, J.B. Hagen, V.F. Кroupa, D.B. Leeson, V. Manassevich, U.L. Rohde, J. Vankka и др.; а также отечественные исследователи: Л.А. Белов, Ю.К. Богатырев, А.Н. Докторов, В.П. Дьяконов, В.Н. Кулешов, А.В. Королёв, В.Н. Кочемасов, В.А. Левин, В.В. Ромашов, А.В. Рыжков, И.В. Рябов, И.В. Скогоренко,

Д.И. Суржик, Д.П. Царапкин, Д.Н. Шапиро, В.В. Шахгильдян, Б.И. Шахтарин, К.А. Якименко, Н.П. Ямпурин и др.

Процесс формирования колебаний с заданными значениями частоты путем преобразования колебаний одного или нескольких опорных сигналов обозначается термином – *синтез частот* [6, 9].

Конструктивно оформленное устройство или комплекс устройств, осуществляющих синтез частот, принято называть *синтезатором частот*.

Среди множества характеристик синтезаторов частот можно выделить несколько основных групп параметров: эксплуатационные, частотные, амплитудные, спектральные.

Эксплуатационные возможности синтезатора частот напрямую не связаны с характеристиками формируемого сигнала, однако при практической реализации могут иметь решающее значение. К таким параметрам можно отнести: надёжность устройства, его энергопотребление, стоимость, устойчивость к внешним воздействиям факторам, массогабаритные характеристики и др.

Другая группа параметров определяет непосредственно характеристики и качество формируемого сигнала.

Рассмотрим представление идеального гармонического сигнала (1.1):

$$A(t) = A_0 \cos(\omega t + \varphi), \quad (1.1)$$

здесь: A_0 – амплитуда колебаний; $\omega = 2\pi f_c = 2\pi/T$ – угловая частота и $f_c = 1/T$ – круговая (циклическая) частота несущего колебания; T – период колебаний; $(\omega t + \varphi)$ – мгновенное значение фазы гармонического колебания; φ – начальная фаза колебания (начальный фазовый угол) при $t = 0$.

Амплитуда формируемого сигнала A_0 определяет следующие параметры синтезатора частот:

- уровень выходной мощности;
- диапазон установки значений амплитуды;
- погрешность установки уровня выходного сигнала.

Параметры аргумента $\omega t + \varphi$ будут определять частотные характеристики синтезатора:

- диапазон рабочих частот – это интервал частот между минимальной и максимальной формируемыми частотами;

- шаг установки частоты – минимальный интервал частот между соседними значениями формируемых частот;
- время перестройки (переключения) частоты – временной интервал между поступлением команды на перестройку частоты и моментом установки с определённой точностью частоты выходного сигнала;
- стабильность (нестабильность) частоты – характеристика, определяющая отношение отклонения выходной частоты к её номинальному значению на определенном промежутке времени.

Различают долговременную и кратковременную нестабильность частоты. Кратковременная нестабильность характеризует отклонения частоты на временном интервале менее секунды. Долговременная нестабильность частоты (старение) выражается в относительном отклонении рабочей частоты за длительный период времени (сутки, месяцы, годы). У лучших образцов резонаторов кратковременная нестабильность может составлять менее $0,5 \cdot 10^{-12}$, а долговременная менее $1 \cdot 10^{-7}$ [39].

В реальных радиосистемах вместо выражения (1.1) для описания сигнала корректнее использовать функцию:

$$A(t) = (A_0 + \varepsilon(t)) \cdot \cos(\omega t + \Delta\phi(t)), \quad (1.2)$$

где $\varepsilon(t)$ – искажения амплитуды; $\Delta\phi(t)$ – искажения фазы.

Наиболее детально характеризовать искажения сигналов позволяет представление сигнала в виде спектра в частотной области [17].

Классический спектральный анализ сигналов базируется на прямом (1.3) и обратном (1.4) преобразованиях Фурье.

$$\bar{S}(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t) \cdot e^{-j\omega t} dt, \quad (1.3)$$

$$A(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{S}(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.4)$$

Спектральная плотность $\bar{S}(j\omega)$ является комплексной функцией от частоты и содержит информацию об амплитуде и фазе элементарных гармонических колебаний, на которые раскладывается сигнал $A(t)$ [4]. На рисунке 1.1 приведено сравнение частотного спектра идеального (а) и реального (б) гармонических сигналов.

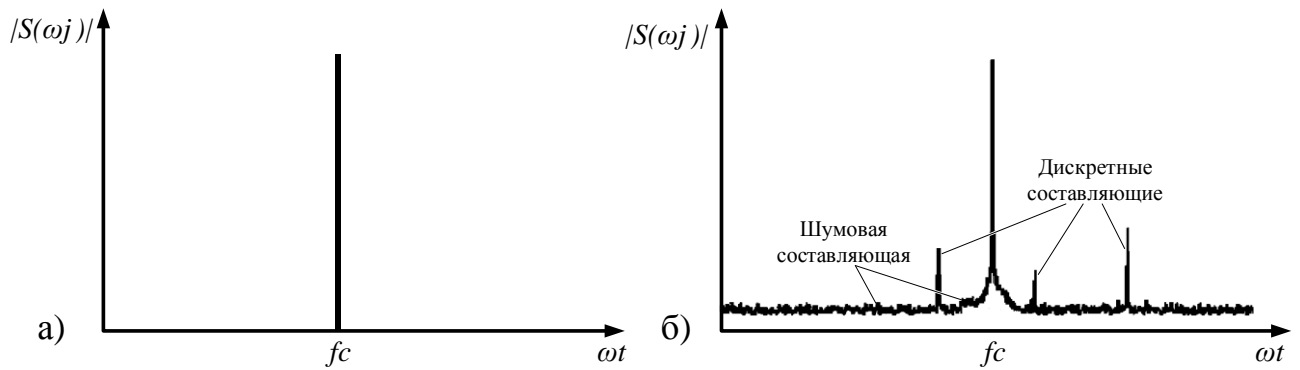


Рисунок 1.1 – Частотный спектр идеального (а) и реального (б) гармонических сигналов

Спектр реальных сигналов содержит шумовую и дискретные составляющие [17].

Дискретные компоненты проявляются в спектре сигнала как отдельные частотные составляющие. Гармонические составляющие кратны основной частоте сигнала и описываются зависимостью $n \cdot fc$, где $n = 2, 3, 4, \dots$ – целое число. Субгармоники соответствуют долям основной частоты и могут быть представлены, как fc/n . При взаимодействии двух или более сигналов в нелинейных элементах образуются комбинационные составляющие, которые в общем виде можно описать выражением:

$$f_{КОМБ} = |m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2|, \quad (1.5)$$

где f_1 и f_2 – исходные частоты, m и n – целые числа.

Такие элементы спектра принято обозначать термином «побочные (паразитные) составляющие спектра» (ПСС) [17, 40]. Важным параметром для количественной оценки уровня ПСС в синтезаторах частот является динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (англ. SFDR, Spurious Free Dynamic Range, SFDR), который определяется как отношение мощности полезного сигнала к мощности наиболее интенсивной ПСС в спектре.

Шумовая составляющая сигнала проявляется в виде непрерывной части спектра вблизи формируемой частоты и определяется случайными флуктуациями амплитуды и фазы, вызванными шумами различной природы.

В линейных трактах формирования сигналов амплитудные шумы не вносят непосредственного вклада в нестабильность частоты, поэтому значительное внимание уделяется анализу фазовых (частотных) шумов [41, 42].

Для количественной оценки величины фазовой нестабильности используется понятие спектральной плотностью фазовых флуктуаций $S\phi(F)$ в заданной полосе частот, выраженной в рад²/Гц

$$S_{\phi}(F) = \frac{|\Delta\Phi_{RMS}^2(F)|}{\Delta f_{BW}}, \quad (1.6)$$

где F – частота отстройки относительно несущего колебания; $\Delta\Phi_{RMS}$ – среднеквадратическое значения отклонения фазы; Δf_{BW} – полоса, в которой производится оценка.

Стандартной мерой для характеристики частотной и фазовой нестабильности в частотной области является *фазовый шум*, который обозначается как $\mathcal{L}(F)$ или $S(F)$ и определяется половиной двухполосной спектральной плотности фазовых флуктуаций [43]:

$$S(F) \equiv \frac{1}{2} S_{\phi}(F). \quad (1.7)$$

Отношение спектральной плотности мощности (СПМ) фазового шума в односторонней боковой полосе $S(F)$ (далее по тексту СПМ фазового шума) выражается в децибелах относительно мощности несущего колебания в полосе 1 Гц (дБн/Гц) [17, 43]. СПМ фазового шума увеличивается по мере приближения к несущей частоте, поэтому график зависимости от частоты смещения удобнее представлять в логарифмическом масштабе по оси частот. Как правило, выделяют [44] несколько областей частотных отстроек, в которых преобладают шумы различной природы в зависимости от наклона шумовой характеристики.

В цифровых интерфейсах и системах передачи данных флуктуации фазы опорного сигнала приводят к искажению передаваемой информации или нарушению синхронизации.

Допустимая величина нестабильности для таких устройств чаще выражается не фазовым шумом, а эквивалентным среднеквадратическим значением фазового дрожания или *джиттером* (от англ. jitter — дрожание) [45].

Для численного определения эквивалентного среднеквадратичного джиттера σ_{RMS} в секундах интегрированное значение мощности фазового шума на определённом интервале частот должно быть преобразовано в соответствии с уравнением

$$\sigma_{\text{RMS}} = \frac{\sqrt{2 \int_{F_A}^{F_B} S_{\phi}(F) dF}}{2\pi f_{\text{ВЫХ}}}, \quad (1.8)$$

где F_A и F_B граничные частоты диапазона, на котором проводится интегрирование; $S(F)$ – СПМ фазового шума; $f_{\text{ВЫХ}}$ – частота несущего колебания.

Нижняя частота интегрирования для получения истинного среднеквадратичного джиттера должна быть как можно ниже, однако на практике эта граница приводится для частот смещения $F \geq 10$ Гц. Флуктуации фазы, соответствующие частотам отстройки менее 10 Гц, принято обозначать термином дрейф фазы (англ. wander).

Верхний диапазон частот для интегрирования определяется шириной полосы полезного сигнала и может составлять десятки мегагерц [46].

Учитывая, что фазовый шум на малых и на больших частотах отстройки оказывает различное влияние на параметры радиосистемы, целесообразно рассматривать ряд частотных областей, интегрируя каждую из них отдельно, и анализировать вклад джиттера каждой области.

Анализ параметров синтезаторов частот, как правило, проводится для непрерывных гармонических сигналов. В то же время современные радиотехнические системы (РТС) используют не только непрерывные сигналы, но также радиоимпульсные сигналы с различными видами модуляции. В таких РТС зачастую требуется обеспечить когерентность формируемых сигналов – сохранить постоянный относительный фазовый сдвиг в различные моменты времени [2, 46-48]. В связи с этим необходимо исследовать характеристики устройств, позволяющих формировать когерентные сигналы со сложными видами модуляции.

1.2 Устройства формирования высокочастотных сигналов когерентных радиосистем

В зависимости от назначения РТС существует ряд требований к когерентности формируемых сигналов. В доплеровских радиолокационных системах, использование когерентных сигналов позволяет определить разницу фаз между переданными и принятыми импульсами. При сохранении когерентности фазы сигналов, отражённых от неподвижных объектов, не будет меняться с течением времени, а разность фаз сигналов, отражённых от движущихся целей, будет функцией времени [2, 47]. В многоканальных радиосистемах и системах на основе фазированных антенных решёток когерентность каналов используется при формировании направленности антенны для борьбы с многолучевым распространением и замираниями сигнала [3, 47]. В таких системах дрейф фазы сигналов и некоррелированный фазовый шум между каналами приводит к ошибкам при суммировании сигналов из-за изменения фазовых соотношений с течением времени [3, 46, 47].

Современные многофункциональные РТС зачастую используют сложно-модулированные (сложные) сигналы, характеризующиеся тем, что произведение их длительности на ширину спектра (база сигнала) значительно больше единицы. Такие сигналы находят применение в системах радиосвязи, радиолокационных системах, системах дистанционного зондирования Земли и других задачах [46-48].

Наиболее часто используются радиоимпульсы с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) или нелинейной частотной модуляцией, а также радиоимпульсы с фазовой модуляцией или фазо-кодовой манипуляцией (ФКМ). Применение частотно-модулированного и ФКМ сигналов позволяет расширить спектр, обеспечив большой объём передаваемой информации, увеличить помехозащищённость сигнала и повысить точности измерений [1, 2]. Таким образом, при расчёте параметров радиосистемы необходимо учитывать ширину полосы частот модулированного сигнала.

Негативное влияние на радиосистему будет оказывать неидеальность фазовой синхронизации по опорному сигналу, нестабильность частот передатчика и местного гетеродина, а также дрейф фазы между импульсами и дрожание амплитуд импульсов, вызванные усилителем мощности [2, 47]. Амплитудные флуктуации большинства передатчиков играют незначительную роль по сравнению с требованиями к стабильности частоты или фазы [1, 48]. Из этого следует, что уровень фазовых шумов гетеродина радиоприемника и формирователя сигнала будут определять потенциально достижимый коэффициент подавления помехи, а, следовательно, и предельную чувствительность РТС. Типовые значения СПМ фазового шума для формирователя сигналов РТС сантиметрового диапазона [1] приведены в таблице 1.1

Таблица 1.1 – Типовые значения СПМ фазового шума для формирователя сигналов РТС сантиметрового диапазона длин волн

	Отстройка относительно несущей частоты, Гц		
	100	1000	$1 \cdot 10^4$
Значение СПМ фазового шума в одиночной боковой полосе, дБн/Гц	от – 80 до – 95	от – 110 до – 120	от – 120 до – 130

Таким образом, можно сформулировать ряд основных требований к формирователям сигналов многофункциональных радиотехнических систем – возможность генерирования когерентных импульсных сигналов с внутриимпульсной модуляцией и возможностью перестройки несущей частоты в сочетании с низким уровнем фазовых шумов.

1.3 Обзор методов построения формирователей высокочастотных сигналов

1.3.1 Основные методы синтеза частот

В работах [4-17] выделяют несколько основных методов синтеза частот: прямой аналоговый, косвенный и прямой цифровой.

При реализации прямого аналогового метода синтеза выходная частота получается из опорной частоты или нескольких опорных частот посредством операций смешения, фильтрации, умножения и деления. В качестве примера на рисунке 1.2 приведена структурная схема синтезатора частот прямого аналогового метода синтеза.

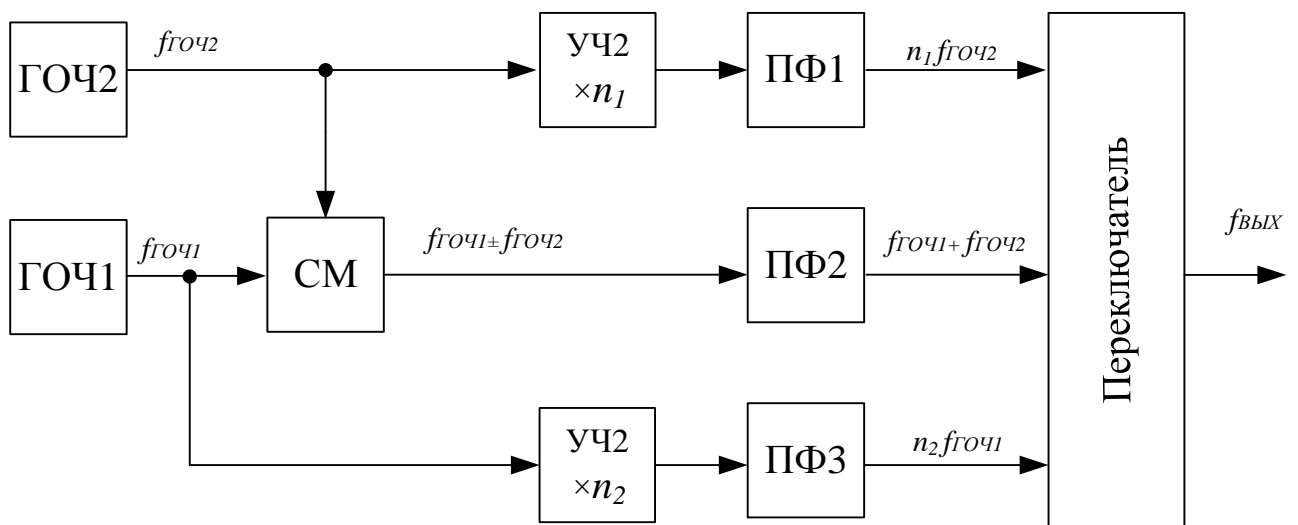


Рисунок 1.2 – Структурная схема синтезатора прямого аналогового метода синтеза

На структурной схеме и далее по тексту применены следующие обозначения: ГОЧ1 и ГОЧ2 – генераторы опорных частот $f_{ГОЧ1}$ и $f_{ГОЧ2}$ соответственно; СМ – смеситель частоты; УЧ – умножители частоты с коэффициентом n_i ; ПФ – полосовые фильтры.

Такой метод синтеза позволяет обеспечить хорошие шумовые характеристики за счёт использования малошумящих элементов, а переключение частот возможно за короткое время. Их существенным недостатком является ограниченный набор формируемых частот, а также наличие в выходном сигнале множества интермодуляционных составляющих и ПСС, проникающих на выход за счёт ограниченной развязки соседних каналов [4, 20].

Косвенный метод синтеза реализуется на основе автоматической подстройки частоты. Существует две разновидности таких систем автоподстройки: частотная (ЧАПЧ) и фазовая (ФАПЧ). В настоящее время наиболее распространенными являются системы фазовой автоподстройки частоты, использующие импульсные фазовые детекторы [4-9, 20, 23].

На рисунке 1.3 приведена обобщенная структурная схема синтезатора на основе системы ФАПЧ.

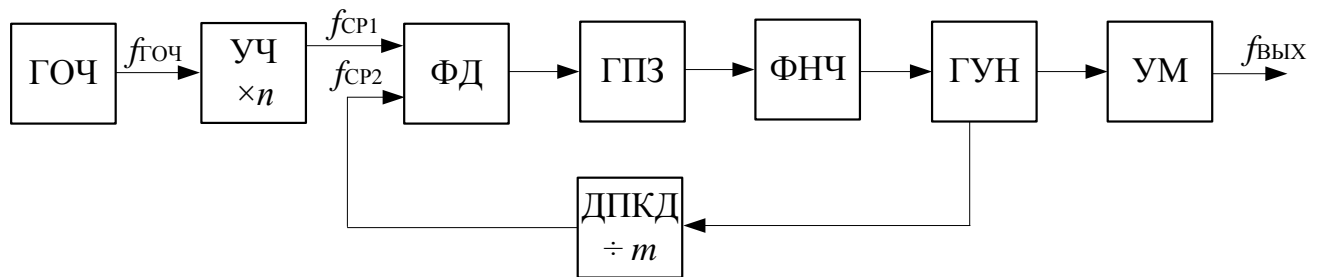


Рисунок 1.3 – Структурная схема синтезатора на основе системы ФАПЧ

Структурная схема синтезатора содержит следующие элементы: УЧ – умножитель частоты с коэффициентом n ; ФД – фазовый детектор; ГПЗ – генератор подкачки заряда; ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления m ; ФНЧ – фильтр нижних частот; ГУН – генератор, управляемый напряжением; УМ – усилитель мощности.

В УЧ опорная частота сигнала $f_{ГОЧ}$ увеличивается до значения частоты сравнения $f_{СП1}$ и затем подается на один из двух входов ФД. На другой вход подается выходной сигнал ГУН с частотой $f_{ВЫХ}$, предварительно поделенной с помощью ДПКД до значения $f_{СП2}$. ФД на основе разности частот $f_{СП1}$ и $f_{СП2}$ вырабатывает сигнал ошибки. ГПЗ на основе сигнала ошибки осуществляет подкачку или разрядку тока совместно с ФНЧ цепи связи. Отфильтрованный сигнал поступает на ГУН для управления частотой выходного сигнала. Перестройка частоты синтезатора на основе ФАПЧ осуществляется за счёт изменения коэффициента деления ДПКД в соответствии с выражением:

$$f_{ВЫХ} = f_{ГОЧ} \cdot n \cdot m. \quad (1.9)$$

Высокочастотные ГУН в современных синтезаторах частот на основе системы ФАПЧ способны формировать широкий диапазон частот с шагом перестройки, равным частоте сравнения в фазовом детекторе. В качестве ГУН используются автогенераторы, частота которых изменяется управляемой реактивностью.

Уменьшить шаг перестройки возможно за счет применения в структуре синтезатора нескольких колец ФАПЧ. Однако введение большого количества дополнительных колец приводит к усложнению схемы и увеличению времени перестройки частоты [7, 17]. Кроме того, для уменьшения сетки частот необходимо снижать частоту сравнения ФД, при этом уровень фазовых шумов пропорционален квадрату коэффициента деления в цепи обратной связи [17], следовательно, уменьшение шага сетки частот приведёт к росту фазовых шумов.

Широкое распространение в современной технике получил метод прямого цифрового синтеза (англ. Direct digital synthesis (DDS) [15, 18-19, 26], а его практическая реализация осуществляется посредством цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС). Структурная схема формирователя на основе ЦВС представлена на рисунке 1.4.

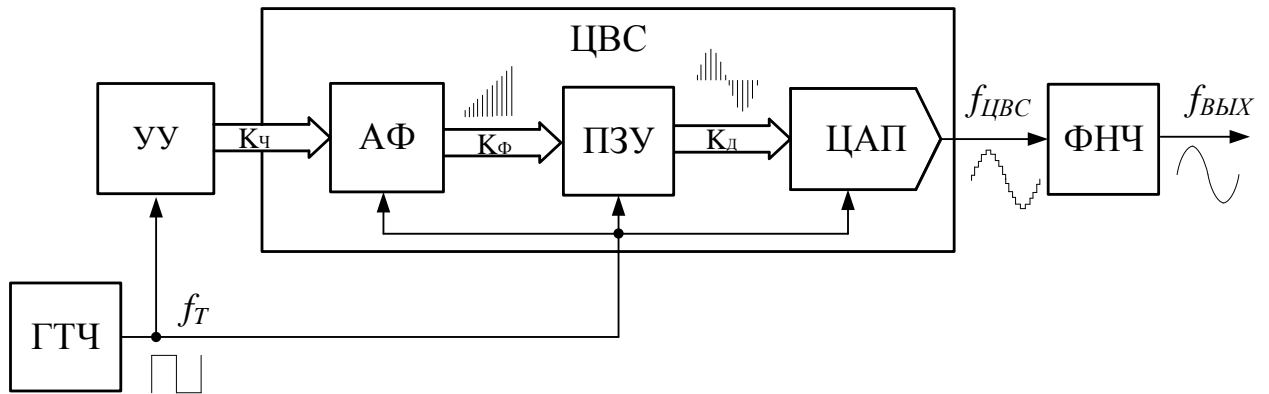


Рисунок 1.4 – Структурная схема формирователя сигналов на основе ЦВС

На схеме, приведённой на рисунке 1.4: ГТЧ – генератор тактовой частоты, УУ – устройство управления; АФ – аккумулятор фазы; ПЗУ – постоянное запоминающее устройство.

Принцип действия такого синтезатора заключается в управлении значениями амплитуды сигнала с помощью цифрового кода фазы. УУ и ЦВС тактируются сигналом ГТЧ с частотой f_T . УУ формирует цифровой код частоты $K_ч$, который поступает на цифровой аккумулятор фазы (АФ). Частота переполнений АФ равна частоте сигнала на выходе ЦВС [26] и определяется в соответствии с формулой

$$f_{ЦВС} = \frac{P \cdot f_T}{2^{N_A}}, \quad (1.10)$$

где f_T – тактовая частота, P – входной код частоты, N_A – разрядность аккумулятора фазы. При этом значение шага перестройки $\Delta f_{ЦВС}$ частоты будет определяться выражением

$$\Delta f_{ЦВС} = \frac{f_T}{2^{N_A}}. \quad (1.11)$$

Формируемый АФ адрес поступает на ПЗУ, в котором хранятся цифровые значения одного периода функции синус/косинус, представленные в двоичном коде разрядной сетки ЦАП. Цифровые отсчеты синуса $K_д$ с выхода ПЗУ поступают на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), который преобразует их в дискретное напряжение, аппроксимирующее синтезируемый сигнал.

Спектральное представление формируемого на выходе ЦВС сигнала приведено на рисунке 1.5.

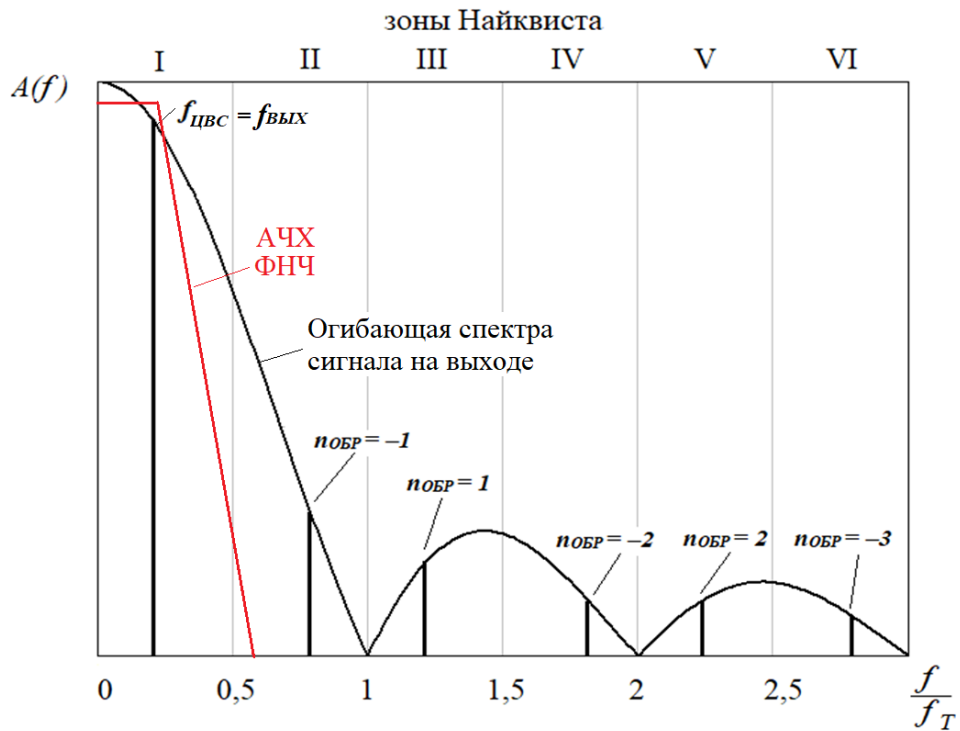


Рисунок 1.5 – Спектр сигнала, формируемого на выходе ЦВС

Спектр сигнала на выходе ЦВС содержит побочные составляющие, возникающие из-за проникновения сигнала тактовой частоты, усечения кода фазы в ПЗУ, ошибок квантования амплитуды и нелинейности ЦАП. Максимальную амплитуду будут иметь составляющие, называемые *образами основной частоты* (англ. Images) [49-51], частота которых будет определяться выражением

$$f_{\text{ОБР}} = |f_T \cdot n_{\text{ОБР}} + f_{\text{ЦВС}}|, \quad (1.12)$$

где $n_{\text{ОБР}} \in \mathbb{Z}$ – номер образа основной частоты.

Амплитуда образов уменьшается с увеличением частоты по закону синуса Котельникова в соответствии с выражением

$$A(f) = \frac{\sin\left(\frac{2\pi f}{f_T}\right)}{\frac{2\pi f}{f_T}}. \quad (1.13)$$

При классическом цифровом синтезе образы основной частоты не используются, а для их подавления на выходе ЦАП используют фильтр нижних частот [26].

Устройства на основе прямого цифрового метода синтеза позволяют обеспечить шаг переключения частоты менее одного Гц в сочетании с высокой скоростью перестройки частоты формируемого сигнала. Цифровое управление ЦАП обеспечивает высокое разрешение по частоте и фазе и гибкие возможности их установки.

Недостатком метода является невысокая, по сравнению с другими методами синтеза, выходная частота и наличие побочных спектральных составляющих [15, 19, 26]. Для тактирования устройства требуется высокочастотный опорный генератор, частота которого минимум в два раза выше полосы частот формируемого сигнала. Кроме того, потребляемая синтезатором мощность прямо пропорциональна тактовой частоте и может достигать сотни милливатт [49].

Для оптимизации параметров синтезаторов частот может использоваться гибридный метод построения электрических схем [14, 17, 22]. Данный метод позволяет совершенствовать синтезаторы частот, построенные по одному из методов синтеза за счёт использования в их структуре элементов из синтезаторов частот, построенных по другому методу синтеза. В результате недостатки, присущие одним синтезаторам, снижаются за счет достоинств других.

Существует множество вариантов построения гибридных схем, использующих элементы прямого аналогового, прямого цифрового и косвенного методов синтеза. Подробная декомпозиция вариантов реализации гибридных синтезаторов частот рассмотрена в [17].

1.3.2 Формирователи высокочастотных сигналов в когерентных радиосистемах

Формирователи высокочастотных сигналов в радиосистемах строятся по одному из базовых принципов:

- однокаскадный – формирование сигнала осуществляется на основе мощного автогенератора;

- многокаскадный – на основе задающего генератора и модулятора сигнала с последующим усилением мощности.

Формирователи, построенные по однокаскадному принципу, обеспечивают эквивалентную когерентность или псевдокогерентность за счёт использования систем автоматической подстройки частоты (АПЧ).

Для обеспечения истинной когерентности радиосистем используются многокаскадные формирователи сигналов, имеющие в своём составе функциональные узлы, которые условно можно разделить на высокочастотные, низкочастотные и узлы источников электропитания. Низкочастотные узлы обеспечивают управление и синхронизацию и, как правило, построены на основе цифровых устройств. Высокочастотные узлы включают маломощный формирователь (задающий генератор) и несколько каскадов усилителей мощности, обеспечивающих требуемую мощность излучаемого сигнала. Обобщенная структурная схема многокаскадного формирователя сигналов когерентной радиосистемы приведена на рисунке 1.6.

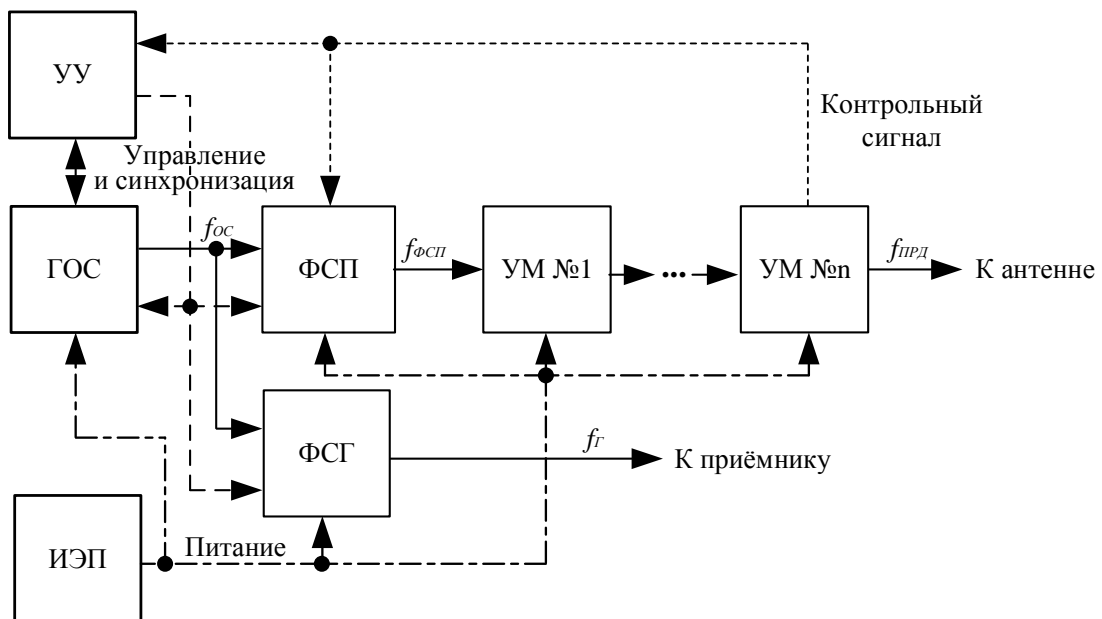


Рисунок 1.6 – Обобщенная структурная схема многокаскадного формирователя сигналов когерентной радиосистемы

Аппаратура такой радиосистемы включает в себя источник электропитания (ИЭП), устройство управления (УУ), генератор опорного сигнала (ГОС), формирователь сигнала гетеродина (ФСГ), формирователь сигналов передатчика (ФСП) и каскадов усилителей мощности (УМ).

Генератор опорного сигнала предназначен для формирования высокостабильного синусоидального сигнала фиксированной частоты f_{OC} . Опорный генератор может обеспечивать одновременное формирование опорных сигналов для ФСП и местного гетеродина приёмного устройства. В результате обеспечивается фиксированное соотношение фаз сигналов передающего и приёмного тракта и отпадает необходимость в применении системы АПЧ [5].

Цепочка усилителей мощности может быть выполнена на основе электровакуумных приборов или в виде твердотельных усилителей на основе полупроводниковых элементов. Первый усилительный каскад должен обеспечивать максимальный коэффициент усиления. В свою очередь, КПД всей усилительной цепочки в значительной степени будет определяться КПД окончного усилительного каскада [2]. Каждый каскад усиления должен иметь полосу пропускания шире, чем ширина спектра сигнала на выходе ФСП. Для обеспечения стабильности усилительных каскадов высокочастотные тракты содержат согласующие устройства.

Контрольный сигнал с выхода усилителя может использоваться для коррекции параметров в формируемого сигнала и компенсации амплитудно-фазовых искажений, вызванных нелинейностью высокочастотного тракта [40].

В схеме, приведённой на рисунке 1.6, генератор опорных сигналов определяет стабильность частоты и задаёт минимальный уровень шумов при дальнейшем преобразовании сигнала. К нему предъявляются жесткие требования стабильности частоты, относительному уровню ПСС и фазовых шумов. Стабильность частоты опорного генератора достигается использованием кварцевых резонаторов, термостатированием и другими известными методами [39]. Ограниченное число выходных сигналов и отсутствие требования к возможности перестройки частоты позволяет использовать метод прямого аналогового синтеза для достижения наименьшего уровня шумов с приемлемым уровнем ПСС.

Радиотехнические системы могут иметь опорный генератор, построенный на основе схем с контуром ФАПЧ, которые позволяют выполнять умножение частоты с дробным коэффициентом. Однако внутренние компоненты цепи подстройки частоты будут генерировать дополнительный фазовый шум, что ограничивает область их применения.

Формирователи высокочастотного сигнала гетеродина, как правило, должны обеспечивать возможность перестройки частоты в рабочем диапазоне с определённым шагом. При этом фаза сигнала гетеродина должна быть такой, как если бы не произошло никакого переключения частоты. Это требование ограничивает возможность применение прямого аналогового метода синтеза из-за сложности фильтрации комбинационных составляющих в спектре выходного сигнала.

Требование к скорости перестройки частоты гетеродина может составлять единицы микросекунд, что накладывает ограничение на возможность использования классических схем ФАПЧ, имеющих ограниченную скорость перестройки частоты порядка десятков микросекунд. Для создания настраиваемого гетеродина система с использованием ГУН должна обеспечивать быстрые переходные процессы при изменении напряжения. В противном случае обеспечение фазовой стабильности будет сопряжено со спадом остаточного напряжения при переходе частоты и проявится в виде фазовой неопределенности. Использование метода прямого цифрового синтеза позволяет скорректировать фазовое искажение, однако ограничение максимальной тактовой частоты приводит к необходимости использования дополнительных смесителей или умножителей частоты [17].

Формирователь сигналов передатчика должен иметь возможность генерировать сложно-модулированные сигналы. Формирователи наиболее часто применяемых сложных сигналов с ЛЧМ и ФКМ возможно реализовать активным или пассивным методами.

Формирование ЛЧМ импульсов возможно реализовать активным или пассивным методами. Формирование ЛЧМ сигналов по схеме с активным преобразованием строится на основе систем ФАПЧ [40, 53]. Достоинством активного метода форми-

рования ЛЧМ-импульсов является возможность получения большого значения девиации частоты, порядка нескольких сотен МГц. В качестве недостатков такого типа формирователей можно отметить наличие помех дробности в выходном сигнале, а также зависимость фазовой ошибки выходного сигнала от линейности характеристики ГУН при модуляции, что приводит к техническим сложностям обеспечения стабильности параметров ЛЧМ-импульсов [17, 54].

Преимуществом пассивного метода формирования ЛЧМ-импульсов на основе линий задержки является высокая стабильность параметров формируемых сигналов и хорошее согласование их характеристик с аналогичным по параметрам оптимальным фильтром. Однако при данном методе формирования девиация частоты сравнительно мала. На выходе линии задержки сигнал будет иметь малый уровень выходной мощности и сравнительно низкую несущую частоту [2, 10].

Методы формирования ФКМ сигналов, как и в случае с ЛЧМ, можно разделить на активные и пассивные. При пассивном методе формирования ФКМ сигнала основным возбудителем является линейный фильтр с импульсной характеристикой, определяемой искомым сигналом [2, 55]. При этом обеспечивается высокая стабильностью параметров генерируемых сигналов. Однако такой метод не позволяет формировать ФКМ сигналы с большой длительностью.

Активный метод формирования реализуется с использованием автогенераторов, усилителей и элементов тракта передачи [10] и позволяет формировать сигналы большей длительности с произвольным числом дискрет. Однако стабильность параметров сформированного таким методом сигнала невысока [47].

Техническая реализация формирователей ФКМ сигналов при значениях ширины спектра сигнала $\Delta f \leq 20$ МГц в большинстве случаев оказывается более простой, чем при использовании ЛЧМ, однако сложность реализации будет зависеть от используемой кодовой последовательности и закона фазовой модуляции [40].

Формирование сложно-модулированных сигналов возможно на основе метода прямого цифрового синтеза [26, 48]. Для реализации данного метода цифровое устройство управления должно иметь возможность корректировать код ЦВС или

выдавать последовательность цифровых данных непосредственно на ЦАП, управляя параметрами формируемого сигнала.

Теоретическим ограничением ширины полосы формируемого сигнала при прямом цифровом синтезе является частота, определяемая теоремой Котельникова $\Delta f \leq f_T / 2$. В практических применениях полоса определяется характеристиками избирательности ПФ на выходе формирователя [7].

Достоинствами метода цифрового формирования сложных сигналов являются возможность гибкого изменения параметров, малое время перестройки, высокая стабильность частоты и параметров модуляции. Недостатками являются ограничение максимальной несущей частоты и ограничение рабочей полосы частот [2].

В настоящее время для формирования сложно-модулированных сигналов широкое применение нашел метод прямого квадратурного преобразования [56, 57]. Существует большое количество интегральных решений для реализации высокочастотных устройств, использующих принцип квадратурной модуляции в сочетании с элементами различных методов синтеза [56-58].

Использование КМ позволяет переносить спектр модулирующего сигнала непосредственно на частоту несущего колебания, которая может составлять от десятка мегагерц до десятков гигагерц, при использовании ЦАП с низкой частотой дискретизации. При этом для фильтрации модулирующих и выходного сигналов не требуется реализация сложных фильтров [59, 60].

Однако для формирования несущего сигнала требуется высокочастотный источник колебаний с возможностью изменения частоты.

Кроме того, существует проблема рассогласования коэффициентов усиления и фазы между квадратурным и синфазным каналами из-за разницы токов цифро-аналоговых преобразователей, неидентичности значений коэффициентов усиления в квадратурных каналах модулятора, ошибки смещения фазы несущего колебания в КМ, а также дисбаланса между коэффициентами ослабления и фазы фильтров квадратур. Эти факторы оказывают негативное влияние на подавление несущего колебания и зеркального канала [61, 62].

Таким образом, комбинированные схемы синтезаторов частот с использованием прямого цифрового метода синтеза позволяют обойти ряд ограничений, но требуют более комплексного подхода на этапе проектирования.

1.4 Формирователи сигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей

Высокоскоростные цифро-аналоговые преобразователи (также в англ. Radio-Frequency (RF) DAC – радиочастотные ЦАП) – это устройства, предназначенные для формирования сигнала с низкими гармоническими искажениями в широкой полосе частот (сотни МГц или даже несколько ГГц). Такие ЦАП, как правило, предназначены для синтеза сигналов непосредственно в области СВЧ. Рассмотрим основные параметры, которым необходимо уделять особое внимание при проектировании формирователей сигналов на основе высокоскоростных ЦАП.

Зависимость между цифровым кодом на входе ЦАП и аналоговым сигналом, снятым с его выхода, определяет характеристика преобразования ЦАП (или передаточная характеристика). Все ЦАП имеют определенную степень гармонических искажений, которые связаны с нелинейностью передаточной характеристики. Данные искажения оцениваются величиной продуктов интермодуляции второго и третьего порядков (IMD), а также динамическим диапазоном, свободным от ПСС (SFDR).

Динамический диапазон и минимальный шаг установки тока на выходе ЦАП будет определяться разрядностью шины данных. Соответствие кода данных величине выходного тока определяется интегральной (INL) и дифференциальной (DNL) нелинейностями [26, 32]. На рисунке 1.7 приведён спектр выходного сигнала ЦАП с побочными составляющими.

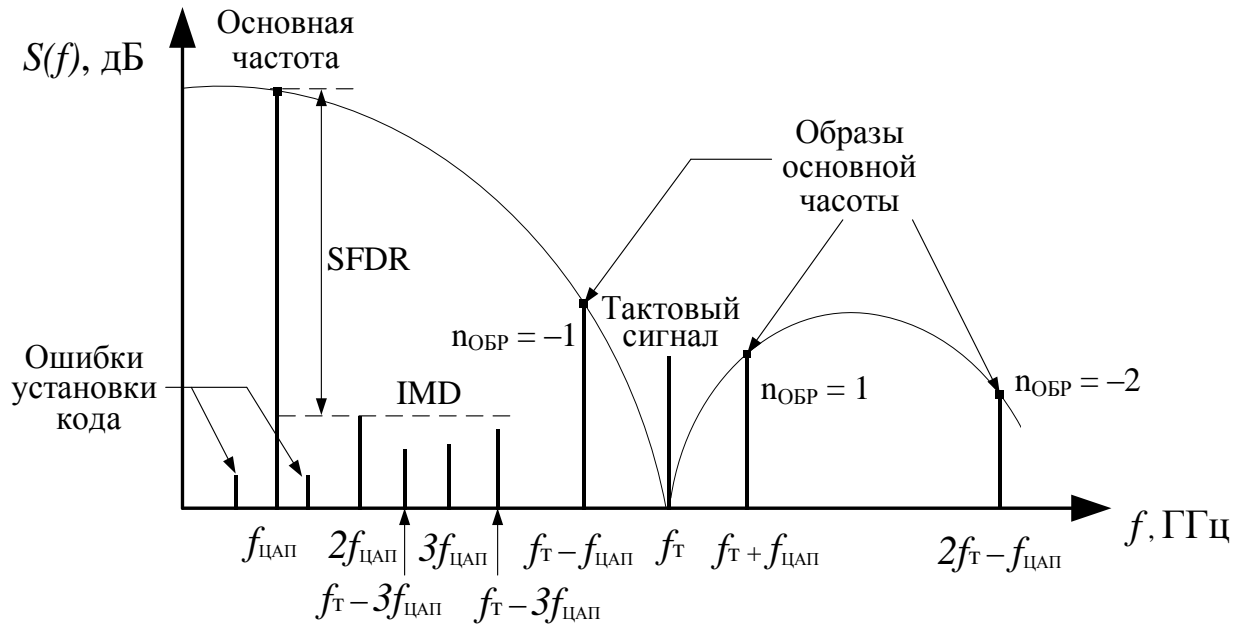


Рисунок 1.7 – Спектр выходного сигнала ЦАП с ПСС

Максимальное значение частоты формируемого на выходе ЦАП сигнала будет определяться частотой следования выборок данных (частота семплирования, англ. *sample rate*), которая в большинстве случаев равна тактовой частоте ЦАП.

При построении формирователей сигналов на основе высокоскоростных ЦАП необходимо также учитывать тип используемого интерфейса передачи данных, время преобразования кода в аналоговый сигнал, величину тока полной шкалы, значения напряжений питания и др. [26].

Современные высокоскоростные ЦАП имеют динамический диапазон более 60 дБ, при максимальном темпе обновления выходных данных от 2,5 до 12,5 Гбит/с [33, 59]. Существующие микросхемы серий MAX58xx, MAX196xx, AD91xx, AD97xx (Analog Devices, Inc.), DAC38RFxx (Texas Instruments, Inc.) и др. позволяют формировать аналоговый сигнал вплоть до сантиметрового диапазона длин волн [31]. Одной из особенностей архитектуры данных высокоскоростных ЦАП является возможность изменять амплитудно-частотной характеристики характеристику для увеличения амплитуды копий спектра (образов) формируемого сигнала во второй, третьей и последующих зонах Найквиста [3, 31, 32, 34].

Данный подход позволяет реализовывать сложные алгоритмы модуляции в цифровой области, а выходную частоту повышать за счёт использования копий спектра основного сигнала без необходимости использования дополнительных аналоговых элементов и многокаскадных усилителей. Такая архитектура обладает высокой гибкостью благодаря возможности реконфигурации, а параметры формируемого сигнала могут динамически изменяться в процессе работы.

Рассмотрим варианты реализации формирователей сигналов на основе высокоскоростных ЦАП, а также особенности их работы.

1.4.1 Многоканальные высокоскоростные цифро-аналоговые преобразователи

Широкое применение метода прямого квадратурного преобразования привело к необходимости формирования квадратурных сигналов с высокой идентичностью коэффициентов усиления и фазы в каждом канале. Существуют многоканальные устройства, объединяющие несколько ЦАП на одном кристалле, что позволяет минимизировать дисбаланс квадратурных каналов за счет внесения предварительных искажений в модулирующие сигналы, без дополнительного усложнения устройства [52, 59, 63].

Многоканальные ЦАП находят применение в системах связи с пространственным кодированием – MIMO (англ. Multiple input multiple output), для формирования широкополосных сигналов в телекоммуникационных системах, в радиолокационных системах с фазированными антенными решётками и в других задачах.

Структурная схема формирователя радиосигналов на основе двухканального ЦАП приведена на рисунке 1.8.

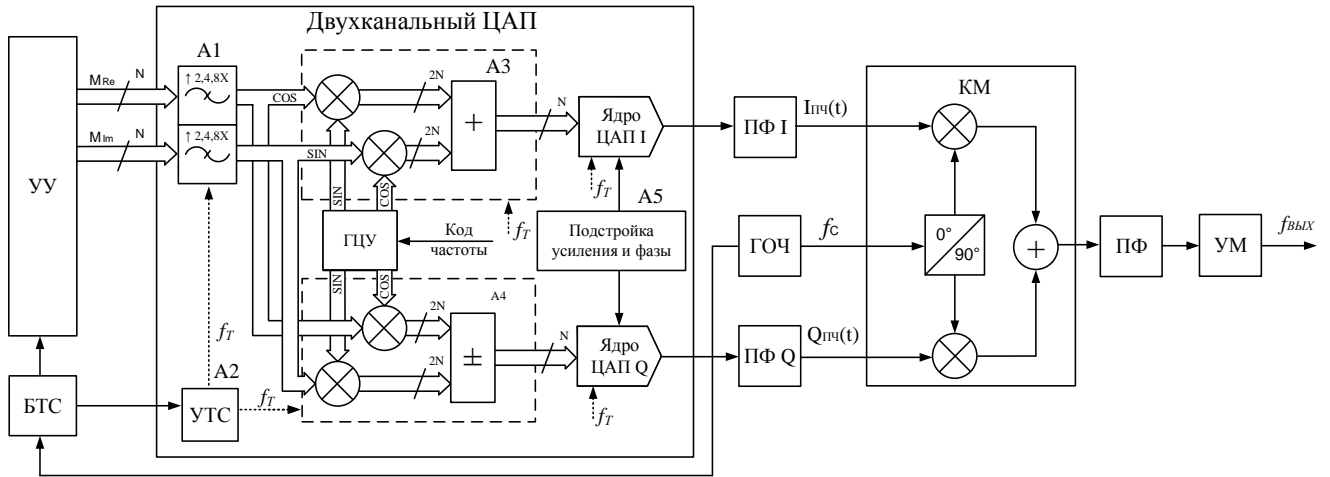


Рисунок 1.8 – Структурная схема формирователя радиосигналов на основе двухканального ЦАП

На структурной схеме и далее по тексту используются следующие обозначения: ГОЧ – генератор опорной частоты; УУ – устройство управления; БТС – буфер тактового сигнала; УТС – устройство тактирования и синхронизации; ГЦУ – генератор с цифровым управлением; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; ПФ – полосовой фильтр; КМ – квадратурный модулятор; УМ – усилитель мощности.

Сигнал ГОЧ, согласованный по уровню с помощью буфера тактового сигнала, используется для тактирования УУ и ЦАП. Внутренние сигналы, необходимые для работы ЦАП, формирует и распределяет устройство тактирования и синхронизации, выполненное на основе цифровой схемы ФАПЧ.

Цифровые управляющие отсчёты подаются на ЦАП по двум параллельным портам M_{Re} , M_{Im} . Использование интерполирующих фильтров А1 позволяет увеличить частоту обновления выходных данных ЦАП на коэффициент интерполяции, тем самым снизив частоту тактирования УУ.

Генератор с цифровым управлением (англ. Numerically Controlled Oscillator – NCO) совместно с блоками цифровой комплексной модуляции (А3, А4) позволяют реализовать функцию пред-модуляции, для дополнительного подавления верхней или нижней боковой полосы на выходе аналогового КМ.

Сигналы с выхода ЦАП после фильтрации ПФ I(Q) образуют квадратурный модулирующий сигнал $I_{ПЧ}(t)$, $Q_{ПЧ}(t)$ на промежуточной частоте. Это позволяет использовать источник опорного сигнала (ГОЧ) с фиксированной частотой f_c , а перестройку осуществлять изменением промежуточной частоты модулирующего сигнала. Модулированный таким образом сигнал может содержать только верхнюю, не инвертированную, или только нижнюю, инвертированную боковые полосы. Полоса полезного сигнала будет смещена относительно частоты паразитного просачивания несущего колебания [55].

Остаточный сигнал зеркального канала и паразитный сигнала несущего колебания, проникающие на выход модулятора, подавляются с помощью ПФ, после чего сигнал подаётся на усилительные каскады.

Дисбаланс между квадратурными составляющими каждого из каналов может быть компенсирован путём внесения предварительных искажений блоком коррекции амплитуды и фазы А5 [61].

Использование цифровых интерполяционных фильтров позволяет увеличить частоту сигнала, формируемого на выходе ЦАП, относительно скорости обновления входных данных [58].

В то же время для фильтрации модулирующих сигналов на ПЧ требуются более высокочастотные фильтры с жесткими требованиями в полосе задерживания. Кроме того, использование большого количества каналов и увеличение разрядности шины данных ЦАП приводит к значительному усложнению конструкции [63].

1.4.2 Специальные режимы работы высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей

Увеличение частоты тактирования ЦАП привело к ужесточению требований к времени предустановки и удержания управляющих отсчётов, что обусловило потребность в более эффективном цифровом интерфейсе передачи данных [63].

В ряде современных ЦАП для увеличения пропускной способности информационного канала используется двухпортовый интерфейс с технологией удвоенной скорости передачи (англ. Double Data Rate – DDR). Принцип функционирования данного интерфейса базируется на передаче цифровых управляющих сигналов как по переднему, так и по заднему фронтам тактового сигнала, что позволяет достичь скорости обновления цифрового потока 2,5 Гбит/с [64, 65].

Также в высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователях в качестве интерфейса для обмена данными активно применяется последовательный интерфейс – JESD204. В настоящий момент организация JEDEC, занимающаяся стандартизацией полупроводниковой продукции, представила усовершенствованные версии стандарта – JESD204A, JESD204B и JESD204C. Эти модификации обеспечивают пропускную способность до 12,5 Гбит/с [66, 67].

Указанные выше интерфейсы имеют превосходство в энергоэффективности по сравнению с использованием параллельного канала на базе КМОП и LVDS технологий при скоростях передачи данных свыше двухсот мегабит в секунду.

Структурная схема формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП AD9164, использующего последовательный интерфейс передачи данных, приведена на рисунке 1.9.

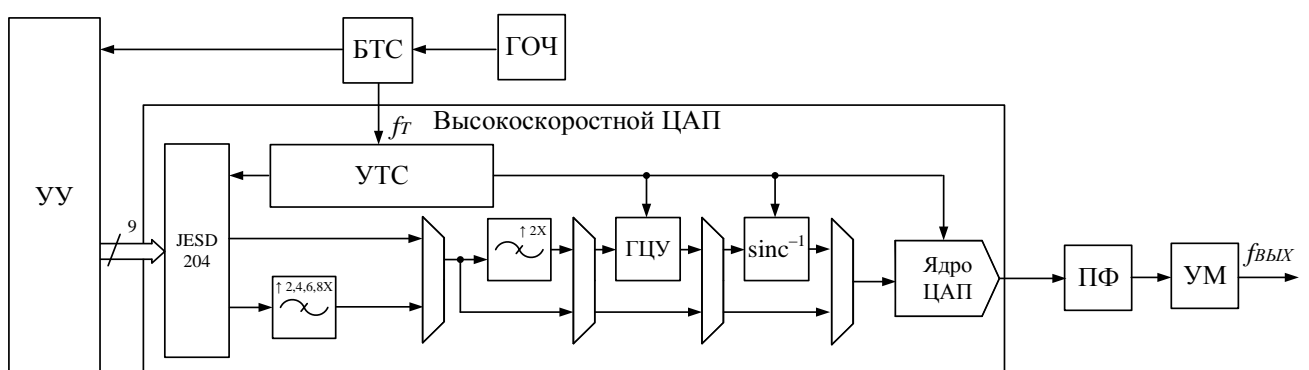


Рисунок 1.9 – Структурная схема формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП AD9164

Цифровое устройство управления (УУ) и высокоскоростной ЦАП тактируются сигналом ГОЧ посредством буфера тактового сигнала (БТС). Интегрированное в ЦАП устройство тактирования и синхронизации (УТС) обеспечивает распределение тактового сигнала. Управление осуществляется через цифровой последовательный интерфейс, включающий в себя восемь информационных каналов и линию синхронизации. Использование последовательного интерфейса передачи данных позволяет уменьшить количество управляющих выводов и упростить конструкцию устройства.

В структуре ЦАП реализована цифровая система обработки данных с программно-настраиваемыми режимами интерполяции, которые определяют полосу формируемого сигнала. Одним из элементов системы является блок цифровой квадратурной модуляции, который позволяет переносить сигнал вверх по частоте, используя в качестве гетеродина генератор с цифровым управлением (ГЦУ).

Искажения амплитудно-частотной характеристики ЦАП могут быть минимизированы путём включения специализированного цифрового фильтра с передаточной характеристикой типа (sinc^{-1}) [68, 69].

Техническим ограничением при реализации формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП является высокая тактовая частота, а также необходимость наличия электронной компонентной базы, позволяющей обеспечить взаимодействие и синхронизацию с цифровым устройством управления по последовательному интерфейсу.

Высокоскоростные ЦАП имеют особую архитектуру ячеек преобразования (коммутации) выходных токов, которые подают ток на выход ЦАП только в течение части периода дискретизации. Существуют различные варианты технической реализации ячеек преобразования [3, 32, 35]. На рисунке 1.10 приведен вариант реализации архитектуры токовой ячейки ЦАП с четырьмя коммутаторами (англ. Quad-Switch Architecture)

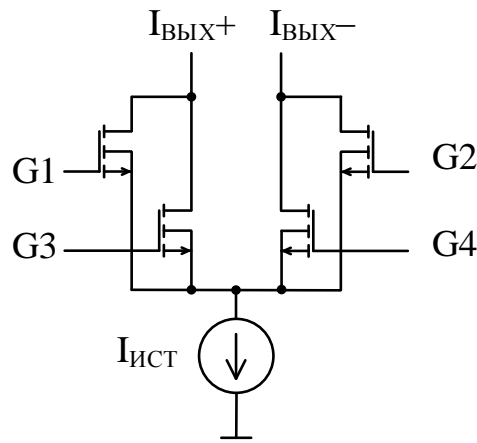


Рисунок 1.10 – Схема токовой ячейки ЦАП с четырьмя коммутаторами

Благодаря различным режимам коммутации огибающая частотного спектра формируемого ЦАП сигнала может изменяться в зависимости от выбранного режима работы [32-34].

В нормальном режиме работы ЦАП через дифференциальные пары ключей протекает ток одинаковой полярности, и цифровой код данных преобразуется в удвоенный дискретный аналоговый импульс, равный периоду дискретизации. В данном режиме работы за период дискретизации не происходит возврата к нулевому значению тока, поэтому данный режим получил название NRZ (англ. Non return to zero). Форма дискретного отсчёта и аналоговый сигнал на выходе высокоскоростного ЦАП в режиме работы NRZ приведена на рисунке 1.11-а.

Амплитуда сигнала, формируемого в режиме NRZ, изменяется с увеличением частоты как при классическом цифровом синтезе в соответствии с выражением

$$S_{NRZ}(\omega) = A_0 \tau \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}}, \quad (1.14)$$

где A_0 – коэффициент нормирования амплитуды дискретных аналоговых импульсов на выходе ЦАП, $\tau = T$ – длительность дискретных импульсов, $T = 1 / f_T$ – период дискретизации, $\omega = 2\pi f$ – круговая (циклическая) частота, f – частота формируемого сигнала.

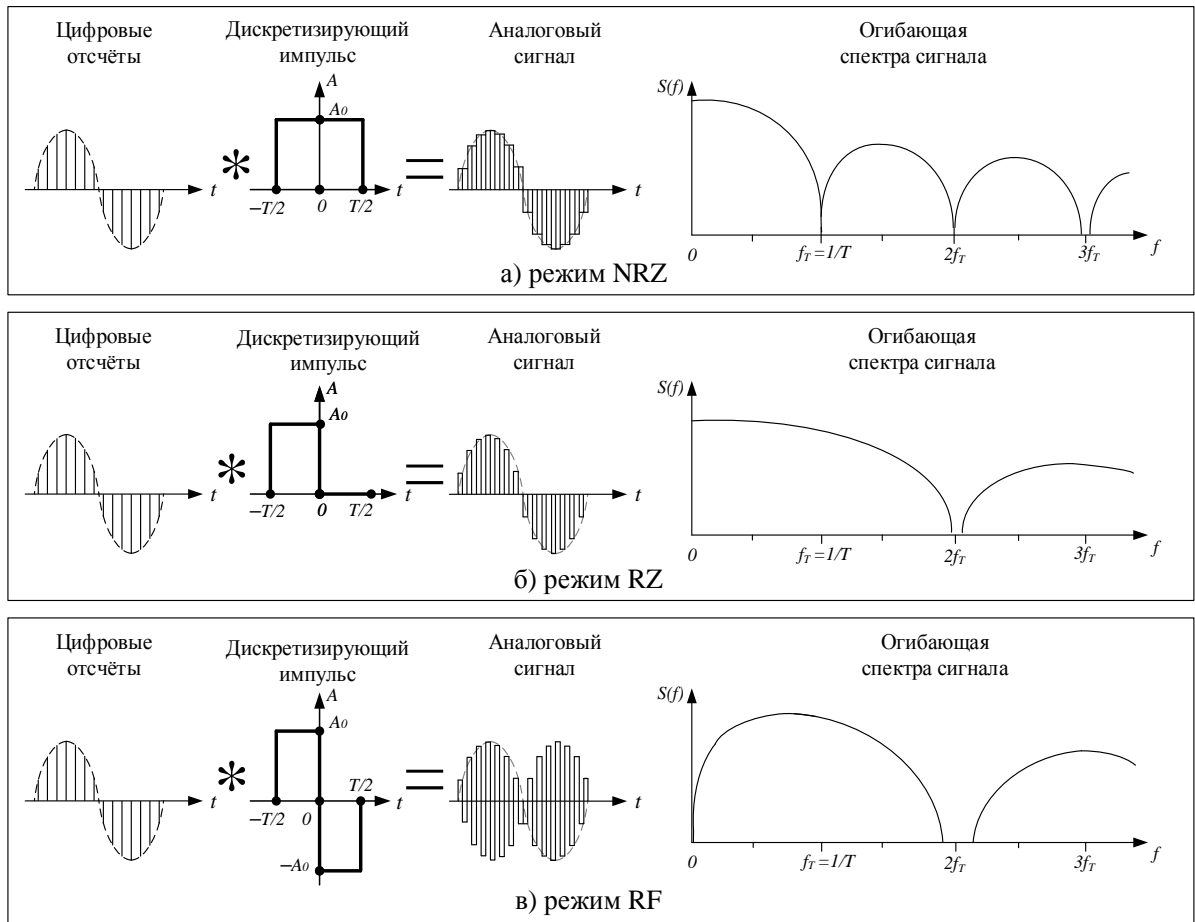


Рисунок 1.11 – Форма дискретного отсчёта и аналоговый сигнал на выходе высокоскоростного ЦАП в различных режимах работы

В режиме работы с возвратом к нулю (англ. return-to-zero – RZ) длительность дискретных аналоговых импульсов τ уменьшается на значение скважности q . В практических реализациях высокоскоростных ЦАП как правило $q = 2$, однако значение скважности может варьироваться [19]. Подставив $\tau = T/q$ в выражение (1.14) получим выражение для определения огибающей в режиме RZ:

$$S_{RZ}(\omega) = \frac{A_0 T}{q} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2q}\right)}{\frac{\omega T}{2q}}. \quad (1.15)$$

Таким образом, мощность спектральных составляющих в первой зоне Найквиста снижается и происходит расширение спектра формируемого сигнала до $q \cdot f_T$, в соответствии с рисунком 1.11-б.

Высокоскоростные ЦАП также могут работать в режиме радиочастоты или смесителя частоты (англ. radio frequency – RF или mix mode). В этом режиме каждый дискредитирующий импульс можно представить, как два разнополярных импульса длительностью $T/2$ (рисунок 1.11-в) и равной амплитуды. Если длительность разнополярных импульсов уменьшается относительно момента времени $t_1 = 0$ или $t_2 = T/2$, то появляется возможность расширить первый лепесток огибающей спектра и сформировать широкополосный сигнал, охватывающий несколько зон Найквиста [33, 69]. Огибающая спектра сигнала в режим будет описываться выражением:

$$\begin{aligned} \bar{S}_{RF}(\omega) &= \int_{-T/2}^0 \exp(-j\omega t) dt - A_0 \int_0^{T/2} \exp(-j\omega t) dt = \\ &= \frac{A_0 T}{2} \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{4}\right)}{\left(\frac{\omega T}{4}\right)} \left[\exp\left(j\frac{\omega T}{4}\right) - \exp\left(-j\frac{\omega T}{4}\right) \right] = jA_0 T \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{4}\right)^2}{\frac{\omega T}{4}}. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Общим недостатком режимов с возвратом к нулю будет снижение уровня мощности выходного сигнала за счёт перераспределения уровня отдельных составляющих спектра.

Повысить частоту сигнала, формируемого высокоскоростным ЦАП возможно благодаря использованию генератора с цифровым управлением совместно с блоком цифровой модуляции в режиме комплексной интерполяции $2 \times \text{NRZ}$. Специализированный интерполяционный фильтр [69] фиксирует данные на восходящем и нисходящем фронтах тактового сигнала, удваивая тактовую частоту. Спектральные составляющие сигнала во второй и третьей зонах Найквиста подавляются, а амплитуда образов сигнала в первой и четвёртой зонах Найквиста увеличивается. В результате первый ноль огибающей спектра формируемого сигнала смещается к частоте $2f_T$, но происходит ограничение полосы формируемого сигнала на коэффициент интерполяции. Огибающую спектра такого сигнала соответствует огибающей в режиме NRZ при удвоенной тактовой частоте (1.17) [33, 34].

$$S_{2 \times \text{NRZ}}(\omega) = A_0 T \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{4}\right)}{\frac{\omega T}{4}}. \quad (1.17)$$

Для различных режимов работы огибающая спектра и распределение амплитуд образов формируемого сигнала будут меняться в соответствии с рисунком 1.12.

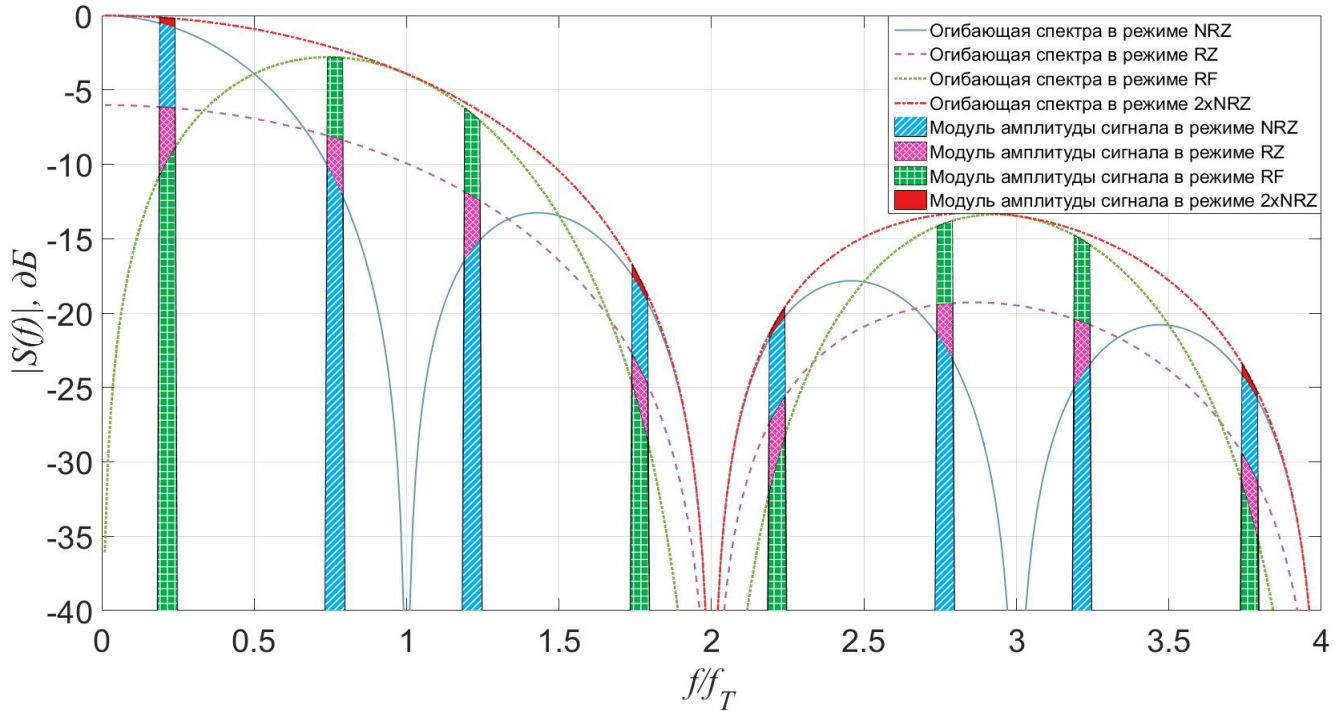


Рисунок 1.12 – Огибающие спектра и модуль амплитуды выходного сигнала высокоскоростного ЦАП в различных режимах работы

Как видно из рисунка 1.12, специальные режимы работы высокоскоростных ЦАП позволяют увеличить амплитуду образов основной частоты в дальних зонах Найквиста на 6 – 10 дБ по сравнению с классическим прямым цифровым синтезом. Применение высокоскоростных ЦАП при построении формирователей радиосигналов даёт возможность использовать копии спектра основной частоты без необходимости применения большого количества усилительных каскадов и умножителей частоты, что позволит сократить число аналоговых компонентов, вносящих дополнительный фазовый шум.

Построение формирователя радиосигналов на основе высокоскоростных ЦАП требует проведения частотного планирования, в ходе которого необходим анализ возможности использования данного метода повышения частоты на выходе

ЦАП с учетом изменения амплитуды образов основной частоты в специальных режимах работы.

Кроме того, необходимо получить достоверные математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователя радиосигналов использующего образы основной частоты в специальных режимах работы высокоскоростных ЦАП.

1.5 Выводы и постановка задач исследования

1. Определены основные параметры устройств синтеза высокочастотных сигналов, позволяющие оценить их эксплуатационные, частотные, амплитудные и спектральные характеристики.

2. Определены основные требования к устройствам формирования высокочастотных сигналов радиосистем с возможностью синтеза сложно-модулированных сигналов. К таким требованиям можно отнести когерентность сигналов, возможностью оперативной перестройки частоты в сочетании с низким уровнем фазовых шумов.

3. Проведен обзор основных методов синтеза частот. Рассмотрены особенности построения многокаскадных формирователей высокочастотных сигналов когерентных радиосистем. Исследованы распространенные структурные схемы устройств формирования частотно-модулированных и фазомодулированных сигналов, определены их достоинства и недостатки. Определено, что для построения формирователей высокочастотных сигналов когерентных радиосистем, как правило, используется многокаскадная структура, комбинирующая несколько методов синтеза.

4. Проведён анализ структурных схем и особенностей работы формирователей сигналов на основе современных высокоскоростных ЦАП, который показал, что использование специальных режимов работы позволяет увеличить амплитуду

побочных составляющих в спектре формируемого сигнала (образов в высших зонах Найквиста), что может быть использовано для создания малошумящих формирователей когерентных радиосигналов со сложными видами модуляции.

Однако в литературе отсутствуют методики расчета и проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы, использующих образы сигнала в высших зонах Найквиста.

Таким образом, **целью исследования** является разработка научно-методического обеспечения проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы, использующих образы сигнала в высших зонах Найквиста.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **задачи**:

- предложить обобщённую структуру формирователя сигналов на основе высокоскоростных ЦАП, использующих высшие зоны Найквиста, для генерирования сложно-модулированных, когерентных радиосигналов с низким уровнем фазовых шумов.
- разработать алгоритм частотного планирования формирователей когерентных высокочастотных сигналов на основе ЦАП.
- разработать методику расчета и автоматизировать проектирование формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных ЦАП.
- экспериментально проверить и подтвердить методику проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных ЦАП.
- разработать и подтвердить экспериментально математические модели СПМ фазовых шумов формирователей когерентных сигналов на основе высокоскоростных ЦАП.

ГЛАВА II . РАЗРАБОТКА СХЕМ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ЦАП

В главе проведён анализ структурных схем формирователей высокочастотных сигналов на основе высокоскоростных ЦАП. Предложена обобщенная структурная схема формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП. Разработан алгоритм частотного планирования, позволяющий определить параметры (коэффициенты умножения, номера зон Найквиста, коэффициенты передачи ЦАП) формирователя когерентных сигналов с заданными характеристиками. Предложена методика, позволяющая автоматизировать проектирования формирователей когерентных радиосистем на основе высокоскоростных ЦАП. Приведены примеры проектирования формирователей высокочастотных сигналов на основе высокоскоростного ЦАП для реализации радиосистемы S-диапазона частот.

2.1 Разработка структурных схем формирователя высокочастотных сигналов на основе высокоскоростных ЦАП

Существующие методики схемотехнического проектирования формирователей сигналов основаны на составлении математической модели разрабатываемого тракта, позволяющей с достаточной точностью описать реальное физическое поведение его узлов. Такие модели строятся на основе теории радиоэлектронных систем или при использовании систем автоматизированного проектирования [4-6, 15-23].

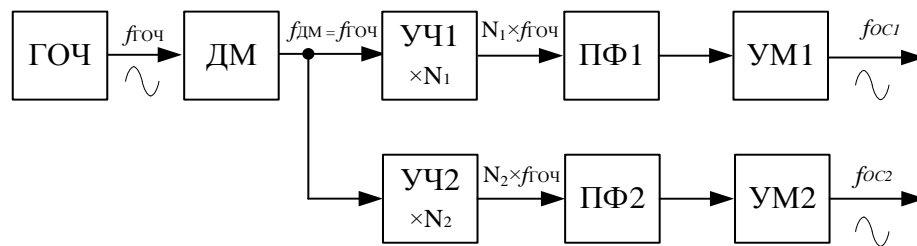
После определения основных технических требований к проектируемой радиосистеме (диапазон рабочих частот, мощность передатчика, тип формируемых сигналов и т.д.) необходимо разработать структуру формирователя радиосигналов. Для когерентной радиосистемы структура передающего и приёмного тракта должна обеспечивать строго фиксированное соотношение фаз в каждом канале, поэтому формирование сигналов передатчика и гетеродина приёмного устройства должно осуществляться на основе опорных сигналов, связанных по фазе.

Ограниченный набор опорных сигналов может быть получен на основе прямого аналогового метода синтеза частот с использованием высокостабильного генератора опорных частот (ГОЧ), что позволит обеспечить низкий уровень шумов при относительно простой технической реализации.

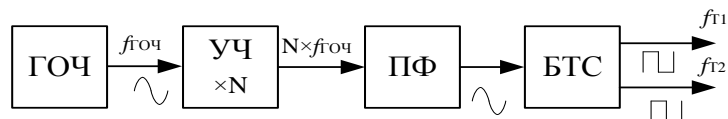
Для увеличения частоты сигнала в целое число раз используются умножители частоты [5, 82].

Разделение сигнала опорного генератора с использованием пассивного делителя не ухудшает шумовые характеристики, однако, приводит к потере мощности и требует дополнительных цепей согласования и усиления, что увеличит температурную нестабильность и снизит надёжность. Для распределения и синхронизации опорных сигналов в настоящее время широкое использование находят буферы тактовых сигналов (БТС) [70, 71]. Они позволяют преобразовать опорный сигнал в цифровой вид, соответствующий требуемому интерфейсу сопряжения. Частотные составляющие, кратные опорной частоте, также можно выделить из спектра сигнала на выходе БТС, однако их амплитуда будет значительно ниже основного тона, что потребует дополнительного усиления.

Структурные схемы вариантов реализации генератора опорных сигналов приведены на рисунке 2.1.



а) при использовании делителя мощности



б) при использовании буфера тактовых сигналов

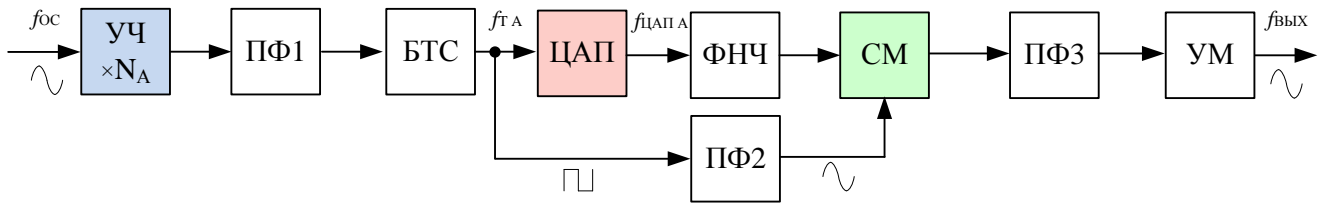
Рисунок 2.1 – Структурные схемы вариантов реализации генератора опорных сигналов

На рисунке 2.1-а гармонический сигнал ГОЧ разделяется делителем мощности (ДМ) на два направления, образуя два канала. Сигнал в каждом канале подаётся на умножители частоты (УЧ1, УЧ2) с коэффициентами N_1 и N_2 соответственно, после чего фильтруется полосовыми фильтрами (ПФ1, ПФ2) и усиливается усилителями мощности (УМ1, УМ2) для получения гармонических опорных сигналов f_{OC1}, f_{OC2} .

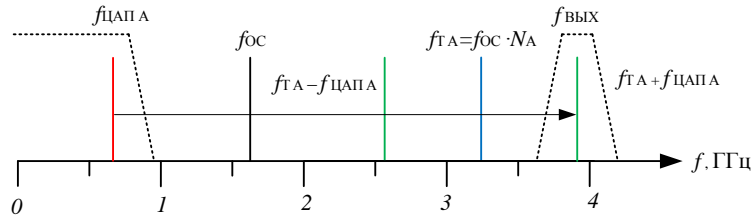
На рисунке 2.1-б умноженный (УЧ) и отфильтрованный (ПФ) гармонический сигнала ГОЧ преобразуется буфером тактовых сигналов (БТС) в цифровой и делится на два направления. В результате на выходе БТС формируется несколько когерентных сигналов равной частоты для тактирования цифровых устройств f_{T1}, f_{T2} . Рассмотренные схемы генераторов опорных сигналов позволяют на основе прямого аналогового метода реализовать синтез когерентных, опорных частот для формирователей сигналов передатчика и гетеродина.

Проведём сравнительный анализ вариантов реализации формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП с диапазоном рабочих частот $f_{ВЫХ} = 3,85 - 4,05$ ГГц. Повышение частоты формирователя возможно как за счёт применения умножителей и смесителей частоты, так и при использовании копии спектра сигнала, формируемого на выводе ЦАП. Рассмотрим три варианта построения формирователя сигналов, использующих для повышения частоты на выходе ЦАП смеситель и умножитель опорной или выходной частоты, а также образ на выходе ЦАП при частоте опорного сигнала $f_{OC} = 1,6$ ГГц.

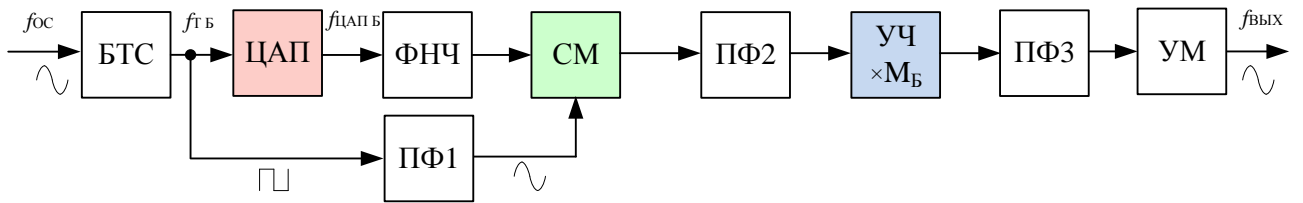
На рисунке 2.2 для каждого из вариантов представлены структурные схемы (рисунок 2.2– А.1, Б.1, В.1) и соответствующие им диаграммы распределения сигналов в частотной области (рисунок 2.2– А.2, Б.2, В.2). Параметры каждого из трёх вариантов реализации формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП приведены в таблице 2.1.



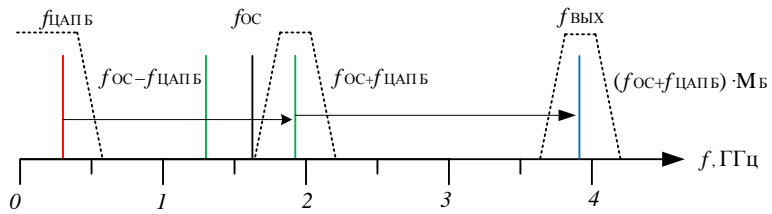
A.1



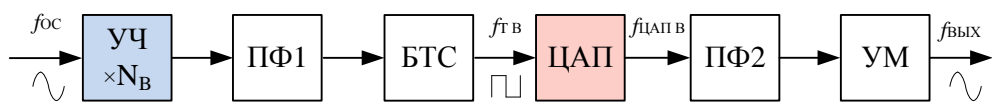
A.2



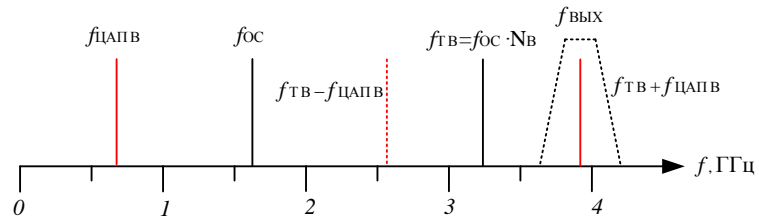
B.1



B.2



B.1



B.2

Рисунок 2.2 – Структурные схемы вариантов реализации формирователя (А.1, Б.1, В.1) и соответствующие им диаграммы распределения сигналов в частотной области (А.2, Б.2, В.2)

Таблица 2.1 Параметры трёх вариантов реализации формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП

Вариант реализации, i	Коэффициент умножения опорной частоты, N_i	Тактовая частота ЦАП f_{Ti} , ГГц	$f_{ЦАП\ мин\ i}$, ГГц	$f_{ЦАП\ макс\ i}$, ГГц	Номер образа основной частоты ЦАП, $n_{OBR\ i}$	Коэффициент умножения выходной частоты, M_i
А	2	3,20	0,650	0,850	0	1
Б	1	1,60	0,325	0,425	0	2
В	2	3,20	0,650	0,850	1	1

На схемах рисунка 2.2 применены обозначения: ГОЧ – генератор опорной частоты, БТС – буфер тактовых сигналов, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, ФНЧ – фильтр нижних частот, ПФ – полосовой фильтр, СМ – смеситель частоты, УЧ – умножитель частоты, УМ – усилитель мощности.

Для тактирования ЦАП используется сигнал, частота которого определяется выражением:

$$f_{Ti} = f_{oc} \cdot N_i, \quad (2.1)$$

где i – вариант реализации формирователя (А, Б, В); N_i – коэффициент умножения опорной частоты в соответствии с таблицей 2.1.

Тактовый сигнал преобразуется в цифровой вид буфером тактовых сигналов (БТС) и, при необходимости, делится на несколько направлений.

В вариантах А и Б повышение частоты формирователя осуществляется благодаря применению смесителей частоты и умножителя выходной частоты (вариант Б). Вариант В предполагает использование копии спектра (образа) сигнала, формируемого на выходе ЦАП в третьей зоне Найквиста. Использование умножителя частоты между ЦАП и смесителем частоты не целесообразно, так как это приведёт к умножению собственных шумов ЦАП. Частота выходного сигнала для всех схем, приведённых на рисунке 2.2, будет определяться выражением (2.2):

$$f_{ВЫХ} = f_{Ti} / n_{OBR\ i} + K_{ЦАП\ i} \cdot M_i, \quad (2.2)$$

где $K_{ЦАП\ i} = \frac{f_{ЦАП\ i}}{f_{Ti}}$ – коэффициент передачи ЦАП по частоте; $f_{ЦАП\ i}$ – частота,

формируемая на выходе ЦАП, для каждого из вариантов реализации формирователя; $n_{OBR\ i}$ – номер образа основной частоты ЦАП; M_i – коэффициент умножения выходной частоты.

При использовании смесителя частоты требуется применение активных устройств, позволяющих одновременно с переносом частоты выполнить усиление сигнала. В противном случае в схему формирователя должен быть включён дополнительный усилительный каскад, иначе неизбежна значительная потеря мощности сигнала при ухудшении отношения сигнал-шум.

Аналогичное преобразование частоты возможно реализовать при использовании копий спектра формируемого сигнала в специальных режимах работы высокоскоростных ЦАП. В результате возможно уменьшить количество усилительных каскадов и снизить общий коэффициент усиления устройства, что положительно скажется на его устойчивости. Однако, сигнал на выходе ЦАП в первой зоне Найквиста, как правило, содержит меньшее количество ПСС, чем в остальных зонах [26], следовательно, перенос сигнала из области частот ниже $f_T/2$ в рабочий диапазон с использованием смесителя может позволить получить больший динамический диапазон, свободный от ПСС. Таким образом, в зависимости от требований к параметрам конкретной радиосистемы предпочтительным может быть тот или иной вариант преобразования частоты.

2.2 Обобщенная структурная схема формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП

На основе проведённого анализа определено, что для реализации аппаратуры передатчика предпочтительно использовать многокаскадный принцип построения формирователя сигналов. Истинную когерентность передающего и приёмного тракта обеспечит генератор опорных сигналов, построенный на основе общей опорной частоты. Реализация формирователей сигналов передатчика и сигналов гетеродина на основе высокоскоростного ЦАП обеспечит унификацию конструкции и позволит оперативно управлять параметрами сигналов.

С учётом изложенных выше требований была разработана обобщенная структурная схема формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП, представленная на рисунке 2.3.

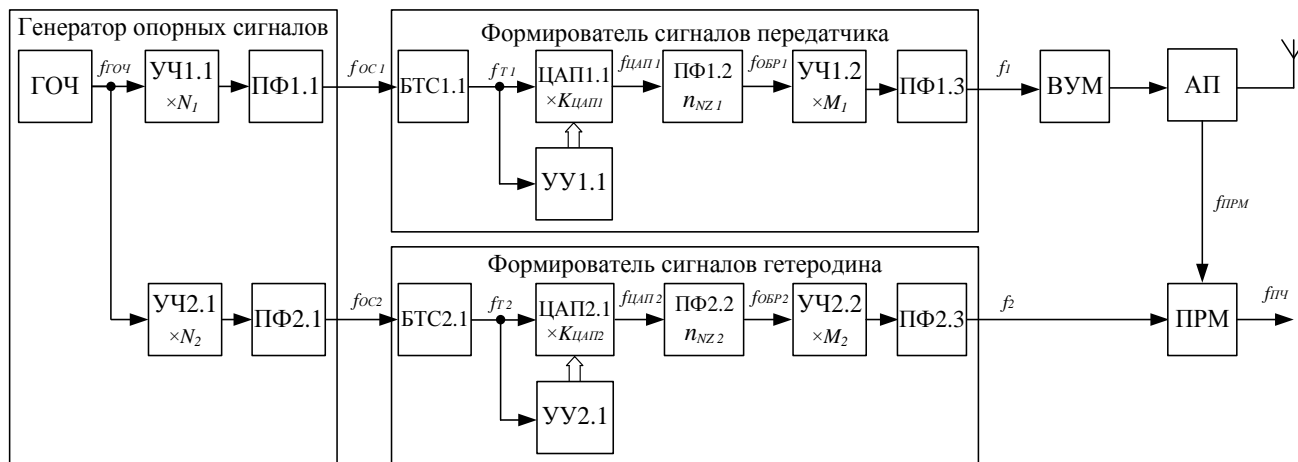


Рисунок 2.3 – Обобщённая структурная схема формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП

На рисунке 2.3 применены обозначения: ГОЧ – генератор опорной частоты; УЧ – умножители частоты с коэффициентами N_i , M_i , где i – номер канала (1 для передатчика, 2 для гетеродина); ПФ – полосовые фильтры; БТС – буфер тактового сигнала; УУ – устройства управления; ВУМ – выходной усилитель мощности; АП – антенный переключатель; ПРМ – приёмное устройство; ЦАП – цифро-аналоговые преобразователи с коэффициентами преобразования тактовой частоты $K_{ЦАПi}$.

Генератор опорных сигналов преобразует частоту ГОЧ $f_{ГОЧ}$ для получения когерентных опорных сигналов с частотами $f_{ОС1}$ и $f_{ОС2}$, которые подаются на формирователь сигналов передатчика и формирователь сигналов гетеродина, соответственно. Опорные сигналы используются для тактирования цифровой части формирователей и синтеза радиосигналов с частотами f_1 и f_2 . Частоты сигналов на выходах ЦАП $f_{ЦАП1}$ и $f_{ЦАП2}$ могут быть увеличены до частот $f_{ОБР1}$ и $f_{ОБР2}$ за счёт использования образов основной частоты или смесителя частоты. Также для повышения частоты могут быть использованы умножители частоты с коэффициентом

M_i . Сигнал передатчика усиливается ВУМ и через антенный переключатель подаётся на антенну. Принимаемый сигнал с частотой $f_{ДРМ}$ посредством АП подаётся на приёмное устройство, которое переносит принятый сигнал на промежуточную частоту $f_{ПЧ}$ относительно сигнала гетеродина.

Радиосистема со структурой, приведённой на рисунке 2.3, позволяет реализовать формирователи сигналов передатчика и гетеродина на основе унифицированной конструкции, с использованием образов основной частоты ЦАП в высших зонах Найквиста. Когерентность каналов обеспечивается благодаря цифровому синтезу сложно-модулированных сигналов передатчика и непрерывных гармонических сигналов гетеродина с использованием когерентных частот общего опорного генератора.

Формирование сигналов с заданными параметрами возможно при различных комбинациях коэффициентов умножения N_i , M_i и при различных значениях коэффициента отношения выходной частоты ЦАП к тактовой частоте $K_{ЦАПi}$. Также для формирования сигнала могут использоваться образы в различных зонах Найквиста n_{NZi} . Кроме того, приёмное устройство может использовать в качестве основного канала преобразования частоты суммарную или разностную составляющую спектра. Следовательно, для реализации предложенной радиосистемы необходимо провести частотное планирование, в ходе которого будут определены параметры звеньев, при которых возможен синтез заданного диапазона частот когерентной радиосистемы.

2.3 Алгоритм частотного планирования формирователей сигналов когерентных радиосистем

Известны алгоритмы частотного планирования схем для синтеза частот, в том числе с использованием копий спектра сигнала ЦВС [4, 17-19, 72, 73]. Однако применение известных алгоритмов не позволяет рассчитать сетку частот формиро-

вателя сигналов гетеродина с учётом когерентного преобразования частоты в приёмном тракте. Кроме того, чтобы исключить попадание ПСС и остатков тактового сигнала в полосу рабочих частот необходимо реализовать расчёт параметров схемы для формирования сигнала в пределах отдельных зон Найквиста.

Для проведения частотного планирования с учётом всех указанных требований был разработан алгоритм частотного планирования формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП, блок-схема которого приведена на рисунках 2.4 – 2.5.

Реализация алгоритма частотного планирования формирователя включает в себя несколько этапов расчёта на основе выражений (2.3) - (2.18):

1. Ввод исходных данных

Исходными данными, необходимыми для проведения расчёта, являются частота опорного генератора ($f_{ГОЧ}$), минимальная и максимальная частоты передатчика ($f_{1 \text{ МИН, МАКС}}$); частота сигнала на выходе приёмного устройства ($f_{ПЧ}$); минимальная и максимальная тактовая частота ЦАП ($f_{T \text{ МИН, МАКС}}$); номера используемых зон Найквиста ($n_{NZ \text{ МИН, МАКС}}$), а также диапазон коэффициентов умножения входных ($N_{\text{МИН, МАКС}}$) и выходных ($M_{i \text{ МИН, МАКС}}$) умножителей частоты.

Кроме того, необходимо определить полосу пропускания фильтра на выходе ЦАП. Поскольку для каждой зоны Найквиста минимальная и максимальная частоты полосы пропускания ПФ ($f_{\text{ПФ МИН...ПФ МАКС}}$) будут отличаться, то требования к диапазону частот удобнее определить через коэффициенты $K_{\text{ЦАП МИН, МАКС}}$.

Допустимый диапазон $K_{\text{ЦАП}}$ определяется параметрами ПФ и должен обеспечивать достаточную фильтрацию ПСС на выходе ЦАП. В работах [15-19, 26, 72] используется диапазон выходных частот ЦВС, равный 40% ширины зон Найквиста, что соответствует значениям $K_{\text{ЦАП МИН}} = 0,15$, $K_{\text{ЦАП МАКС}} = 0,35$ и позволяет исключить попадание образов и тактового сигнала в полосу рабочих частот.

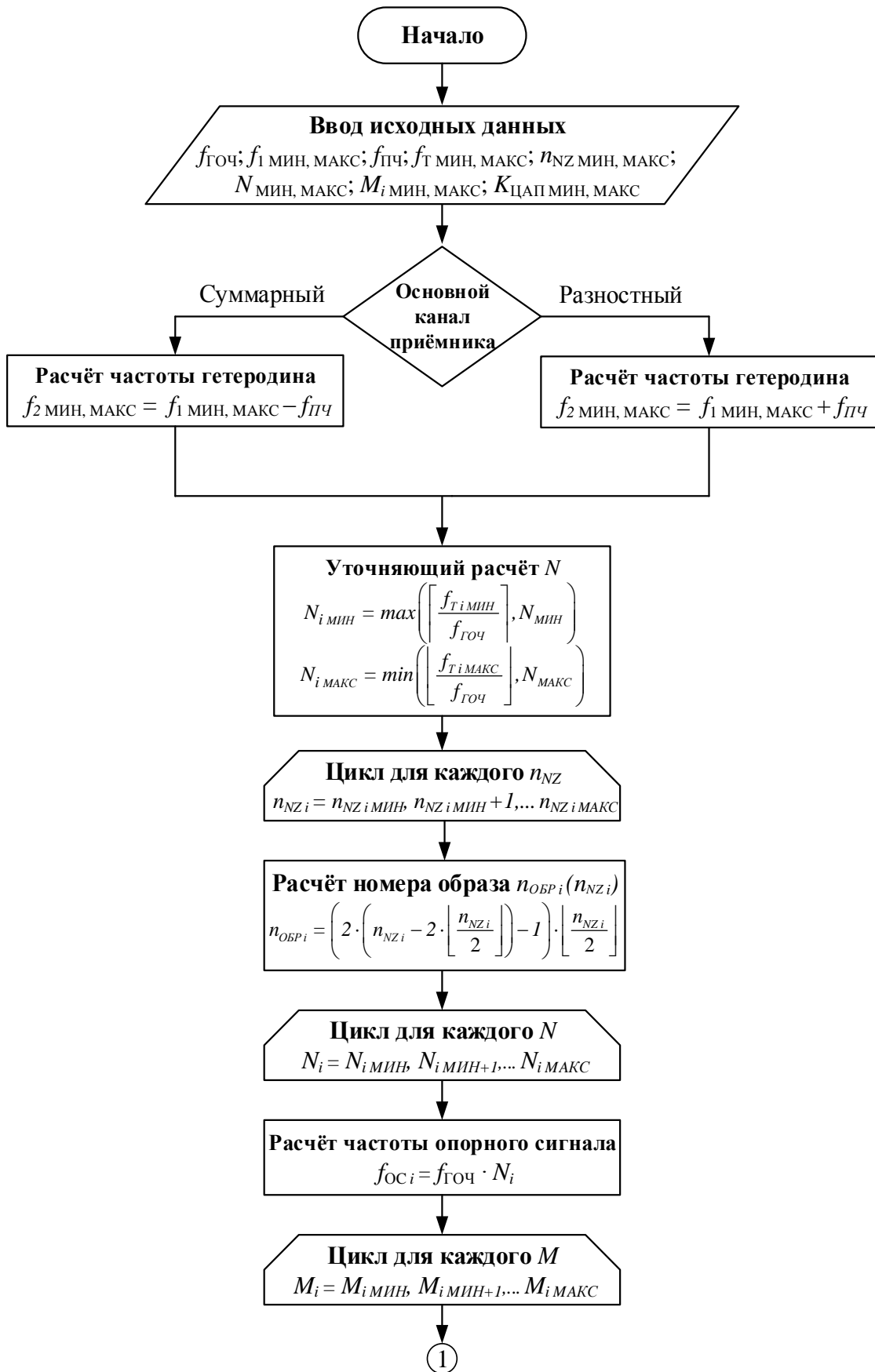


Рисунок 2.4 – Блок-схема алгоритма частотного планирования формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП

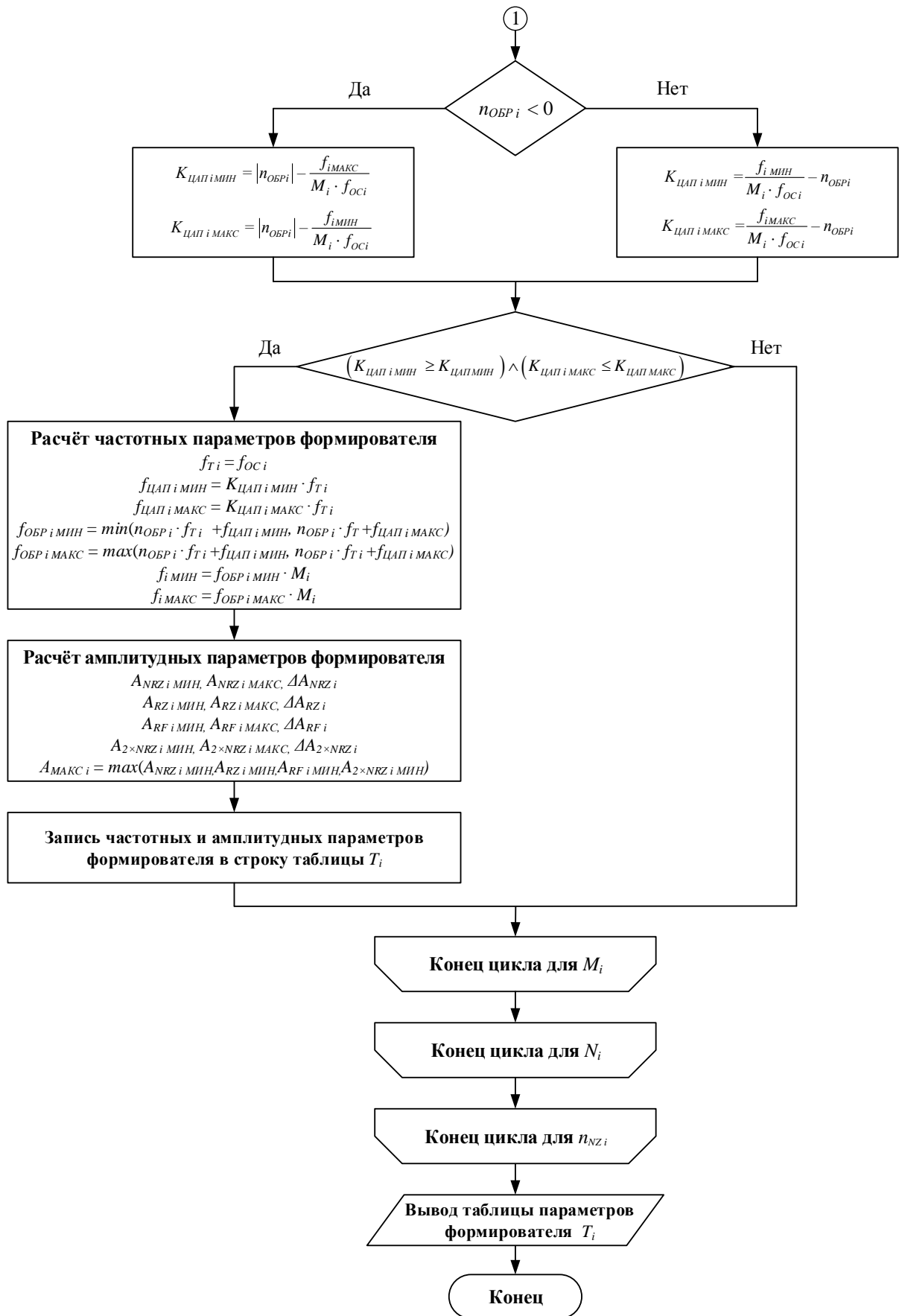


Рисунок 2.5 – Продолжение блок-схемы алгоритма частотного планирования формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП

2. Расчёт частоты ФСГ

Диапазон выходных частот ФСГ будет определяться выражением:

$$f_{2 \text{ мин, макс}} = f_{1 \text{ мин, макс}} \pm f_{ПЧ} \quad (2.3)$$

Знак перед частотой $f_{ПЧ}$ будет определяться тем, какая составляющая (суммарная или разностная) используется в качестве основного канала приёма. Знак плюс перед частотой $f_{ПЧ}$ будет соответствовать разностной, а знак минус – суммарной составляющей соответственно.

Если шаг сетки частот гетеродина не задан, то количество частотных точек ФСГ и ФСП принимается равным.

3. Определяется минимальный (2.4) и максимальный (2.5) коэффициент умножения входного умножителя частоты с учётом ограничения тактовой частоты ЦАП

$$N_{i \text{ мин}} = \max \left(\left\lfloor \frac{f_{Ti \text{ мин}}}{f_{ГОЧ}} \right\rfloor, N_{\text{мин}} \right); \quad (2.4)$$

$$N_{i \text{ макс}} = \min \left(\left\lfloor \frac{f_{Ti \text{ макс}}}{f_{ГОЧ}} \right\rfloor, N_{\text{макс}} \right), \quad (2.5)$$

где $\max()$, $\min()$ – функции нахождения наибольшего и наименьшего значения из двух аргументов соответственно; индекс i – обозначает номер канала формирователя: 1 для передатчика, 2 для гетеродина.

4. Циклический расчёт коэффициента $K_{ЦАП i}$ для ФСП и ФСГ проводится в пределах заданного диапазона зон Найквиста n_{NZ} для всех возможных комбинаций коэффициентов умножения частоты N_i и M_i , представленных натуральными числами.

Для текущей зоны Найквиста $n_{NZ i}$ определяется номер образа $n_{ОБР i}$. Соответствие номера образа и номера зоны Найквиста, в которой он расположен, может быть установлено из равенства

$$n_{ОБР i} = \left(2 \cdot \left(n_{NZ i} - 2 \cdot \left\lfloor \frac{n_{NZ i}}{2} \right\rfloor \right) - 1 \right) \cdot \left\lfloor \frac{n_{NZ i}}{2} \right\rfloor, \quad (2.6)$$

где $n_{NZ i}$ – номер зоны Найквиста [26].

Минимальный $K_{ЦАП i МИН}$ и максимальный $K_{ЦАП i МАКС}$ коэффициенты ЦАП будут определяться исходя из условий

$$K_{ЦАП i МИН} = \begin{cases} \frac{f_{i МИН}}{M_i \cdot f_{OC i}} - n_{ОБР i}, & \text{при } n_{ОБР} \geq 0 \\ |n_{ОБР i}| - \frac{f_{i МАКС}}{M_i \cdot f_{OC i}}, & \text{при } n_{ОБР} < 0, \end{cases} \quad (2.7)$$

$$K_{ЦАП i МАКС} = \begin{cases} \frac{f_{i МАКС}}{M_i \cdot f_{OC i}} - n_{ОБР i}, & \text{при } n_{ОБР} \geq 0 \\ |n_{ОБР i}| - \frac{f_{i МИН}}{M_i \cdot f_{OC i}}, & \text{при } n_{ОБР} < 0, \end{cases} \quad (2.8)$$

где $f_{OC i} = f_{ГОЧ} \cdot N_i$ – частоты опорного сигнала передатчика и гетеродина; $N_i = N_{i МИН}, N_{i МИН + 1}, \dots, N_{i МАКС}$ – массивы коэффициентов умножения опорного сигнала передатчика и гетеродина; $M_i = M_{i МИН}, M_{i МИН + 1}, \dots, M_{i МАКС}$ – массивы коэффициентов умножения выходного умножителя частоты передатчика и гетеродина.

5. В теле цикла проводится проверка соответствия диапазона $K_{ЦАП i МИН} \dots K_{ЦАП i МАКС}$ условию

$$(K_{ЦАП i МИН} \geq K_{ЦАП МИН}) \wedge (K_{ЦАП i МАКС} \leq K_{ЦАП МАКС}). \quad (2.9)$$

Если текущий диапазон $K_{ЦАП i}$ не удовлетворяет условию (2.9), это означает, что для текущей зоны Найквиста и комбинации коэффициентов умножения частоты частотный план не может быть реализован, либо имеет ПСС образов в полосе рабочих частот.

В случае выполнения условия (2.9) проводится расчёт частотных и амплитудных параметров формирователя сигнала, а текущая комбинация параметров заносится в таблицу вариантов частотного плана T_i .

6. Расчёт частотных параметров формирователя сигнала для каждого канала проводится на основе выражений:

$$f_{Ti} = f_{oci}, \quad (2.10)$$

$$f_{\text{ЦАП}i \text{ МИН}} = K_{\text{ЦАП}i \text{ МИН}} \cdot f_{Ti}, \quad (2.11)$$

$$f_{\text{ЦАП}i \text{ МАКС}} = K_{\text{ЦАП}i \text{ МАКС}} \cdot f_{Ti}, \quad (2.12)$$

$$f_{\text{ОБР}i \text{ МИН}} = \max(n_{\text{ОБР}i} \cdot f_{Ti} + f_{\text{ЦАП}i \text{ МИН}}, n_{\text{ОБР}i} \cdot f_{Ti} + f_{\text{ЦАП}i \text{ МАКС}}), \quad (2.13)$$

$$f_{\text{ОБР}i \text{ МАКС}} = \min(n_{\text{ОБР}i} \cdot f_{Ti} + f_{\text{ЦАП}i \text{ МИН}}, n_{\text{ОБР}i} \cdot f_{Ti} + f_{\text{ЦАП}i \text{ МАКС}}), \quad (2.14)$$

$$f_{i \text{ МИН}} = f_{\text{ОБР}i \text{ МИН}} \cdot M_i, \quad (2.15)$$

$$f_{i \text{ МАКС}} = f_{\text{ОБР}i \text{ МАКС}} \cdot M_i, \quad (2.16)$$

где для каждого канала с номером i : f_{Ti} – тактовая частота ЦАП; $f_{\text{ЦАП}i \text{ МИН}}, \text{МАКС}$ – минимально и максимально допустимые частоты на выходе ЦАП, $f_{\text{ОБР}i \text{ МИН}}, \text{МАКС}$ – минимальная и максимальная частоты на выходе ПФ, $f_{i \text{ МИН}}, \text{МАКС}$ – минимальная и максимальная частоты на выходе ФСП и ФСГ.

При расчёте амплитудных параметров каждого формирователя сигнала с номером канала i определяются:

– минимальная и максимальная амплитуды сигнала на выходе ЦАП нормированные к единице, в режимах работы NRZ ($A_{\text{NRZ}i \text{ МИН}}, \text{МАКС}$), RZ ($A_{\text{RZ}i \text{ МИН}}, \text{МАКС}$), RF ($A_{\text{RF}i \text{ МИН}}, \text{МАКС}$), 2×NRZ ($A_{2 \times \text{NRZ}i \text{ МИН}}, \text{МАКС}$);

– неравномерность амплитуды в полосе рабочих частот для четырёх режимов работы ЦАП ($\Delta A_{\text{NRZ}i}, \Delta A_{\text{RZ}i}, \Delta A_{\text{RF}i}, \Delta A_{2 \times \text{NRZ}i}$);

– режим работы, позволяющий получить максимальную амплитуду сигнала на выходе ЦАП

$$A_{\text{МАКС}i} = \max(A_{\text{NRZ}i \text{ МИН}}, A_{\text{RZ}i \text{ МИН}}, A_{\text{RF}i \text{ МИН}}, A_{2 \times \text{NRZ}i \text{ МИН}}). \quad (2.17)$$

Ниже приведены выражения (2.18)-(2.21) для расчёта амплитудных параметров формирователя сигналов:

$$A_{NRZ i \text{ МИН,МАКС}} = \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{f_{OBRi \text{ МИН,МАКС}}}{f_{Ti}}\right)}{\left(\pi \frac{f_{OBRi \text{ МИН,МАКС}}}{f_{Ti}}\right)} \right|, \quad (2.18)$$

$$A_{RZ i \text{ МИН,МАКС}} = \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{f_{OBRi \text{ МИН,МАКС}}}{2f_{Ti}}\right)}{2 \cdot \left(\pi \frac{f_{OBRi \text{ МИН,МАКС}}}{2f_{Ti}}\right)} \right|, \quad (2.19)$$

$$A_{RF i \text{ МИН,МАКС}} = \left| \frac{2 \cdot \sin\left(\pi \frac{f_{OBRi \text{ МИН,МАКС}}}{2f_{Ti}}\right)^2}{\left(\pi \frac{f_{OBRi \text{ МИН,МАКС}}}{2f_{Ti}}\right)} \right|, \quad (2.20)$$

$$A_{2 \times NRZ i \text{ МИН,МАКС}} = \left| \frac{2 \cdot \sin\left(\pi \frac{f_{OBRi \text{ МИН,МАКС}}}{2f_{Ti}}\right)}{\left(\pi \frac{f_{OBRi \text{ МИН,МАКС}}}{2f_{Ti}}\right)} \right|, \text{ при } n_{OBRi} \bmod 2 = 0. \quad (2.21)$$

В результате выполнения разработанного алгоритма частотного планирования для каждого канала с номером i будет сформирована таблица T_i , каждая строка которой представляет собой возможный вариант частотного плана формирователя и содержит параметры для его технической реализации, значения частот в различных сечениях структурной схемы и нормированные значения амплитуды сигнала для различных режимов работы ЦАП.

В таблицах 2.2 и 2.3 приведены результаты расчёта частотного плана формирователей сигналов передатчика (T_1) и гетеродина (T_2) на основе следующих исходных данных: диапазон частот передатчика $f_{ПРД}$ от 3850 до 4050 МГц с шагом 1 МГц, опорная частота $f_{ГОЧ} = 96$ МГц, режим преобразования приёмника – понижение суммарной составляющей спектра до частоты $f_{ПЧ} = 200$ МГц, тактовая частота ЦАП f_T – от 1,0 до 2,5 ГГц, используемые зоны Найквиста n_{NZ} – от 1 до 5, диапазоны коэффициентов умножения N от 1 до 100 и M от 1 до 2.

Таблица 2.2 – Результаты расчёта частотного плана формирователя сигналов передатчика T_1

№	$f_{ГОЧ1}$, МГц	N_1	$f_{Г1}$, МГц	$K_{ЦАП1\ МИН}$	$K_{ЦАП1\ МАКС}$	$f_{ЦАП1\ МИН}$, МГц	$f_{ЦАП1\ МАКС}$, МГц	n_{NZ1}	$f_{ОБР1\ МИН}$, МГц	$f_{ОБР1\ МАКС}$, МГц _C	M_1	$f_1\ МИН$, МГц	$f_1\ МАКС$, МГц	$A_{NRZ1\ МИН}$	$A_{RZ1\ МИН}$	$A_{RF1\ МИН}$	$A_{2 \times NRZ1\ МИН}$	$A_{МАКС1}$
1	96	25	2400	0,156	0,198	375	475	2	1925	2025	2	3850	4050	0,178	0,183	0,710	0	0,710
2	96	26	2496	0,189	0,229	471	571	2	1925	2025	2	3850	4050	0,219	0,188	0,718	0	0,718
3	96	16	1536	0,253	0,318	389	489	3	1925	2025	2	3850	4050	0,181	0,106	0,372	0	0,372
4	96	17	1632	0,180	0,241	293	393	3	1925	2025	2	3850	4050	0,144	0,119	0,443	0	0,443
5	96	12	1152	0,242	0,329	279	379	4	1925	2025	2	3850	4050	0,125	0,034	0,050	0,134	0,134
6	96	23	2208	0,166	0,256	366	566	4	3850	4050	1	3850	4050	0,086	0,022	0,023	0,089	0,089
7	96	24	2304	0,242	0,329	558	758	4	3850	4050	1	3850	4050	0,125	0,034	0,050	0,134	0,134
8	96	18	1728	0,228	0,344	394	594	5	3850	4050	1	3850	4050	0,094	0,025	0,036	0,100	0,100

Таблица 2.3 – Результаты расчёта частотного плана формирователя сигналов гетеродина T_2

№	$f_{ГОЧ2}$, МГц	N_2	$f_{Г2}$, МГц	$K_{ЦАП2\ МИН}$	$K_{ЦАП2\ МАКС}$	$f_{ЦАП2\ МИН}$, МГц	$f_{ЦАП2\ МАКС}$, МГц	n_{NZ2}	$f_{ОБР2\ МИН}$, МГц	$f_{ОБР2\ МАКС}$, МГц _C	M_2	$f_2\ МИН$, МГц	$f_2\ МАКС$, МГц	$A_{NRZ2\ МИН}$	$A_{RZ2\ МИН}$	$A_{RF2\ МИН}$	$A_{2 \times NRZ2\ МИН}$	$A_{МАКС2}$
1	96	24	2304	0,164	0,208	379	479	2	1825	1925	2	3650	3850	0,188	0,184	0,712	0	0,712
2	96	25	2400	0,198	0,239	475	575	2	1825	1925	2	3650	3850	0,231	0,189	0,719	0	0,719
3	96	26	2496	0,229	0,269	571	671	2	1825	1925	2	3650	3850	0,272	0,193	0,723	0	0,723
4	96	15	1440	0,267	0,337	385	485	3	1825	1925	2	3650	3850	0,187	0,103	0,355	0	0,355
5	96	16	1536	0,188	0,253	289	389	3	1825	1925	2	3650	3850	0,149	0,117	0,432	0	0,432
6	96	11	1056	0,177	0,272	187	287	4	1825	1925	2	3650	3850	0,092	0,024	0,026	0,096	0,096
7	96	22	2112	0,177	0,272	374	574	4	3650	3850	1	3650	3850	0,092	0,024	0,026	0,096	0,096
8	96	23	2208	0,256	0,347	566	766	4	3650	3850	1	3650	3850	0,132	0,036	0,056	0,143	0,143

2.4 Методика проектирования формирователей когерентных радиосистем на основе высокоскоростных ЦАП

Выбор конкретного варианта построения формирователя сигналов будет зависеть от сложности технической реализации умножения с коэффициентами N_i и M_i , отсутствия интермодуляционных составляющих в полосе рабочих частот, а также от амплитуды сигнала на выходе формирователя с учётом влияния специальных режимов работы высокоскоростного ЦАП. Для проектирования формирователя когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных ЦАП, использующих образы в высших зонах Найквиста, предлагается следующая методика [74]:

1. Определяются исходные данные: частота опорного генератора ($f_{ГОЧ}$), минимальная и максимальная частоты передатчика ($f_{1\text{ МИН, МАКС}}$); частота сигнала на выходе приёмного устройства ($f_{ПЧ}$); минимальная и максимальная тактовая частота ЦАП ($f_{T\text{ МИН, МАКС}}$); номера используемых зон Найквиста ($n_{NZ\text{ МИН, МАКС}}$), а также диапазон коэффициентов умножения входных ($N_{\text{МИН, МАКС}}$) и выходных ($M_{i\text{ МИН, МАКС}}$) умножителей частоты. Больше количество вариантов реализации можно получить при снижении значения опорной частоты $f_{ГОЧ}$ и расширении диапазона коэффициентов умножения, увеличив $N_{\text{МАКС}}$, $M_{\text{МАКС}}$.

2. В соответствии с разработанным алгоритмом частотного планирования проводится расчёт таблицы параметров возможных вариантов реализации каждого формирователя сигналов когерентной радиосистемы.

3. Определяются варианты частотного плана, для которых возможна техническая реализация умножителя с коэффициентами N_i и M_i .

4. Среди всех доступных вариантов реализации и режимов работы ЦАП определяется комбинация с максимальной амплитудой и минимальной неравномерностью изменений амплитуды сигнала в полосе рабочих частот. Если применяемый ЦАП не имеет специальных режимов работы или амплитуда образа максимальна в режиме работы NRZ, то для повышения частоты вместо образов может быть использован аналоговый смеситель частоты с частотой гетеродина, равной $|n_{\text{ОБР}} \cdot f_T|$.

5. Выбранный вариант проверяется на отсутствие интермодуляционных составляющих в полосе рабочих частот, в противном случае необходимо рассмотреть другой вариант реализации.

6. Для выбранного варианта реализации формирователя сигналов уточняется структура и составляются модели, позволяющие оценить уровень шумов, характеристик нелинейности тракта и поведение узлов тракта в целом.

Для автоматизации проектирования формирователей когерентных сигналов на языке программирования C# реализована программа расчёта частотного плана формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных ЦАП (далее программа проектирования) [75]. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025617592 от 26.03.2025 приведено в приложении А.1. В основе программы лежит предложенный алгоритм частотного планирования, описанный в п.2.3 настоящей работы. Основное окно программы проектирования формирователей когерентных радиосигналов приведено на рисунке 2.6.

Основное окно программы разделено на блоки ввода исходных данных. В меню программы можно выбрать до четырёх каналов синтеза частот, для которых будет проведён расчёт частотного плана. Ввод значений частоты опорного генератора и выбор режима преобразования опорной частоты указывается в блоке «Задающий генератор». Для каждого формирователя сигналов параметры указываются в блоках «Синтезатор частот» с номером соответствующего канала.

В программе доступен расчёт параметров сигнала с учётом преобразования при смещении частот формирователей первого и второго каналов. Искомые параметры сигнала после преобразования, режим преобразования (с повышением или понижением частоты), а также выбор суммарной или разностной составляющей в качестве основного канала преобразования осуществляется в блоке «Смеситель».

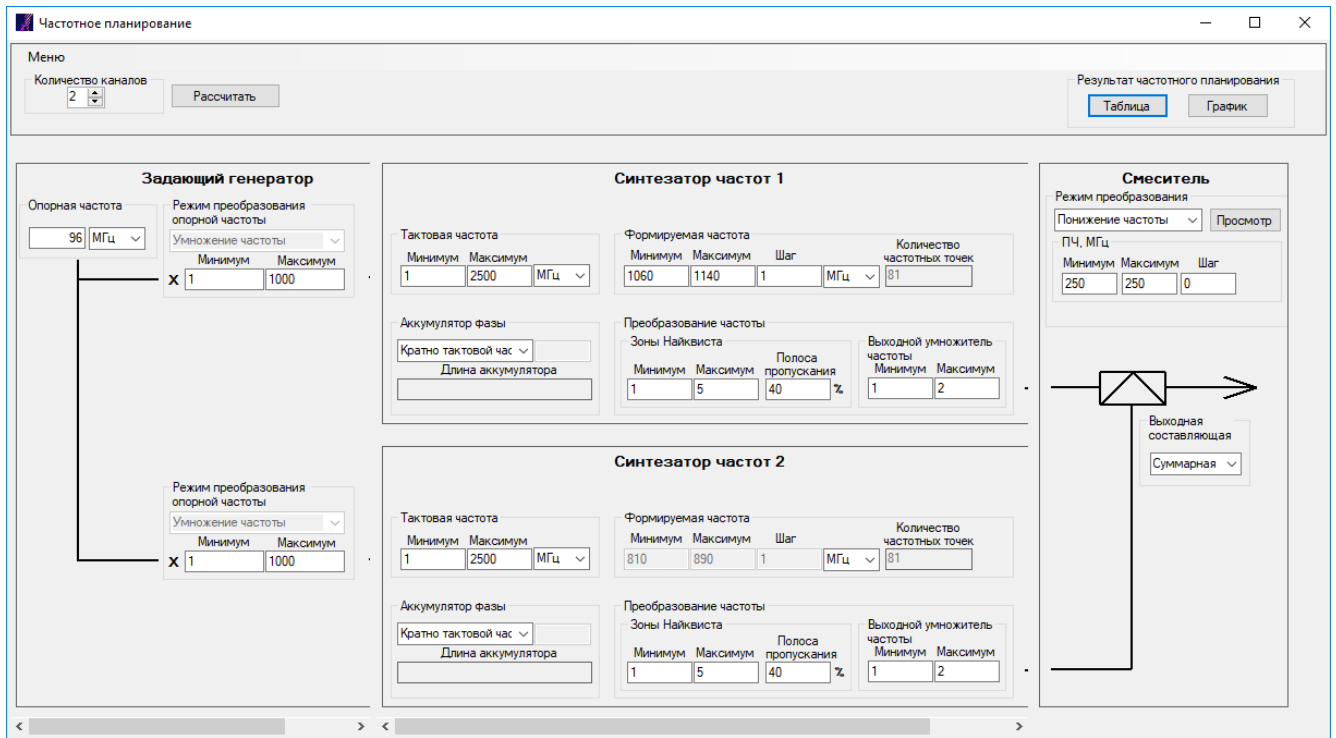


Рисунок 2.6 – Основное окно программы проектирования формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных ЦАП

Расчет частотного плана осуществляется при нажатии кнопки «Рассчитать» в меню программы. Данные, полученные в результате расчёта, могут быть представлены в виде таблицы параметров для каждого синтезатора частот, либо в виде диаграммы распределения частот для конкретного варианта реализации формирователя с возможностью сохранения в файл.

Для реализации доплеровской радиосистемы и расчёта частотного плана формирователей сигналов передатчика и гетеродина необходимо в блоке «Смеситель» программы выбрать режим преобразования с понижением частоты, выбрать суммарную или разностную выходную составляющую в качестве основного канала приёма и указать требуемый диапазон значений промежуточной частоты сигнала на выходе приёмника.

Проведём расчёт частотного плана формирователей когерентных радиосигналов гетеродина и передатчика UHF диапазона на основе следующих исходных данных: диапазон частот передатчика $f_{ПРД}$ от 1060 до 1140 МГц с шагом 1 МГц,

опорная частота $f_{Гоч} = 96$ МГц, режим преобразования приёмника – понижение суммарной составляющей спектра до частоты $f_{Пч} = 250$ МГц.

Окна программы с таблицами результатов расчёта частотного плана формирователей сигналов гетеродина и передатчика, приведены на рисунках 2.7, 2.8.

Результаты частотного планирования. Таблица

Меню

Формирователи: Синтезатор частот 1 | Единицы измерения частоты: МГц | Режим работы ЦАП: Нормальный (NRZ) | Сквозность: 2

№	Частота опорного генератора	Коэффициент умножения опорной частоты N	Тактовая частота	ЦАП мин	ЦАП макс	Частота на выходе ЦАП минимальная	Частота на выходе ЦАП максимальная	Зона Найквиста	Частота образа минимальная	Частота образа максимальная	Коэффициент умножения выходного усилителя частоты M	Минимальная нормированная амплитуда сигнала	Неравномерность амплитуды, дБ	Оптимальный режим работы ЦАП	Амплитуда сигнала в оптимальном режиме работы ЦАП
1	96	17	1632	0.324754901...	0.349264705...	530	570	1	530	570	2	0.81108	0.25583	2xNRZ	0.95058
2	96	18	1728	0.306712962...	0.329861111...	530	570	1	530	570	2	0.83039	0.22608	2xNRZ	0.95585
3	96	19	1824	0.290570175...	0.3125	530	570	1	530	570	2	0.84693	0.20134	2xNRZ	0.96032
4	96	20	1920	0.276041666...	0.296875	530	570	1	530	570	2	0.8612	0.18053	2xNRZ	0.96414
5	96	21	2016	0.262896825...	0.282738095...	530	570	1	530	570	2	0.87359	0.16284	2xNRZ	0.96744
6	96	22	2112	0.250946969...	0.269886363...	530	570	1	530	570	2	0.88442	0.14767	2xNRZ	0.97031
7	96	23	2208	0.240036231...	0.258152173...	530	570	1	530	570	2	0.89393	0.13455	2xNRZ	0.97281
8	96	24	2304	0.230034722...	0.247395833...	530	570	1	530	570	2	0.90232	0.12313	2xNRZ	0.97502
9	96	25	2400	0.220833333...	0.2375	530	570	1	530	570	2	0.90976	0.11312	2xNRZ	0.97696
10	96	26	2496	0.212339743...	0.228365384...	530	570	1	530	570	2	0.9164	0.10429	2xNRZ	0.97869
11	96	7	672	0.151785714...	0.211309523...	102	142	2	530	570	2	0.17224	3.18983	RF	0.70868
12	96	8	768	0.2578125	0.309895833...	198	238	2	530	570	2	0.31062	1.78327	RF	0.72063
13	96	14	1344	0.151785714...	0.211309523...	204	284	2	1060	1140	1	0.17224	3.18983	RF	0.70868
14	96	15	1440	0.208333333...	0.263888888...	300	380	2	1060	1140	1	0.24477	2.29565	RF	0.72106
15	96	16	1536	0.2578125	0.309895833...	396	476	2	1060	1140	1	0.31062	1.78327	RF	0.72063
16	96	9	864	0.226851851...	0.319444444...	196	276	3	1060	1140	1	0.16965	1.5789	RF	0.37087

Рисунок 2.7 – Окно программы с таблицей результатов расчёта частотного плана формирователя сигналов передатчика (синтезатор частот 1)

Результаты частотного планирования. Таблица

Меню

Формирователи: Синтезатор частот 2 | Единицы измерения частоты: МГц | Режим работы ЦАП: Нормальный (NRZ) | Сквозность: 2

№	Частота опорного генератора	Коэффициент умножения опорной частоты N	Тактовая частота	ЦАП мин	ЦАП макс	Частота на выходе ЦАП минимальная	Частота на выходе ЦАП максимальная	Зона Найквиста	Частота образа минимальная	Частота образа максимальная	Коэффициент умножения выходного усилителя частоты M	Минимальная нормированная амплитуда сигнала	Неравномерность амплитуды, дБ	Оптимальный режим работы ЦАП	Амплитуда сигнала в оптимальном режиме работы ЦАП
1	96	14	1344	0.301339285...	0.331101190...	405	445	1	405	445	2	0.82918	0.28853	2xNRZ	0.95552
2	96	15	1440	0.28125	0.309027777...	405	445	1	405	445	2	0.85015	0.24894	2xNRZ	0.96118
3	96	16	1536	0.263671875	0.289713541...	405	445	1	405	445	2	0.86754	0.21711	2xNRZ	0.96583
4	96	17	1632	0.248161764...	0.272671568...	405	445	1	405	445	2	0.88211	0.19111	2xNRZ	0.9697
5	96	18	1728	0.234375	0.257523148...	405	445	1	405	445	2	0.89443	0.16957	2xNRZ	0.97295
6	96	19	1824	0.222039473...	0.243969298...	405	445	1	405	445	2	0.90493	0.15152	2xNRZ	0.9757
7	96	20	1920	0.2109375	0.231770833...	405	445	1	405	445	2	0.91395	0.13624	2xNRZ	0.97805
8	96	21	2016	0.200892857...	0.220734126...	405	445	1	405	445	2	0.92176	0.12318	2xNRZ	0.98008
9	96	22	2112	0.191761363...	0.210700757...	405	445	1	405	445	2	0.92856	0.11193	2xNRZ	0.98184
10	96	23	2208	0.183423913...	0.201539855...	405	445	1	405	445	2	0.93451	0.10217	2xNRZ	0.98338
11	96	24	2304	0.17578125	0.193142361...	405	445	1	405	445	2	0.93976	0.09363	2xNRZ	0.98473
12	96	25	2400	0.16875	0.185416666...	405	445	1	405	445	2	0.9444	0.08613	2xNRZ	0.98592
13	96	26	2496	0.162259615...	0.178285256...	405	445	1	405	445	2	0.94853	0.07951	2xNRZ	0.98698
14	96	6	576	0.227430555...	0.296875	131	171	2	405	445	2	0.26997	2.58671	RF	0.72238
15	96	11	1056	0.157196969...	0.232954545...	166	246	2	810	890	1	0.17903	3.80092	RF	0.71023
16	96	12	1152	0.227430555...	0.296875	262	342	2	810	890	1	0.26997	2.58671	RF	0.72238
17	96	7	672	0.205357142...	0.324404761...	138	218	3	810	890	1	0.1588	2.20517	RF	0.3663

Рисунок 2.8 – Окно программы с таблицей результатов расчёта частотного плана формирователя сигналов гетеродина (синтезатор частот 2)

При расчёте учитывались варианты частотного плана, у которых типичная для ряда высокоскоростных ЦАП максимальная тактовая частота до 2500 МГц [64] и коэффициент умножения формируемой частоты $M \leq 2$.

Для отображения в таблице результатов расчёта частотного плана можно выбрать канал формирователя сигналов, единицы измерения частоты и режим работы ЦАП. В таблицах на рисунках 2.7, 2.8 приведены:

- параметры для реализации формирователя сигналов (коэффициенты умножения входного и выходного умножителей частоты N и M , коэффициент передачи ЦАП $K_{ЦАП}$, используемая зона Найквиста n_{NZ});
- значения частот в различных сечениях схемы формирователя сигналов: тактовая частота, минимальная и максимальная частоты сигнала на выходе ЦАП, минимальная и максимальная частоты сигнала в используемой зоне Найквиста;
- нормированная к единице амплитуда сигнала на выходе ЦАП и неравномерность амплитуды в полосе рабочих частот для выбранного режима работы, а также режим работы с максимальной амплитудой сигнала на выходе ЦАП.

Для приведённых исходных данных получено 16 вариантов частотного плана формирователя сигналов передатчика (синтезатор частот 1) и 17 вариантов формирователя сигналов гетеродина (синтезатор частот 2), среди которых для реализации синтезатора частот 1 был выбран вариант №12, а для синтезатора частот 2 вариант №17, т.к. они имеют наименьший коэффициент умножения опорной частоты в сочетании с наибольшей амплитудой сигнала на выходе ЦАП.

Полученные в результате расчёта частотного плана параметры синтезатора частот 1 с вариантом реализации 12 и синтезатора частот 2 с вариантом реализации 17 приведены в таблице 2.4. Из таблицы 2.4 видно, что оба синтезатора частот будут иметь максимальную амплитуду на выходе ЦАП в режиме RF, а в режиме $2 \times NRZ$ сигнал не может быть сформирован, поскольку в данном режиме при $n_{OBRi} = -1$ отсутствуют образы основной частоты.

Таблица 2.4 – Параметры для реализации формирователя сигналов передатчика (синтезатор частот 1) и формирователя сигналов гетеродина (синтезатор частот 2) полученные в результате расчёта частотного плана.

Название параметра формирователя сигналов	Значение параметра	
	Синтезатор частот 1	Синтезатор частот 2
Частота опорного генератора, МГц	96	96
Коэффициент умножения опорной частоты, N	8	7
Тактовая частота ЦАП, МГц	768	672
$K_{ЦАП\ мин}$	0,2578	0,2054
$K_{ЦАП\ макс}$	0,3099	0,3244
Частота на выходе ЦАП минимальная, МГц	198	138
Частота на выходе ЦАП максимальная, МГц	238	218
Номер образа $n_{ОБР}$	-1	1
Частота образа минимальная, МГц	530	810
Частота образа максимальная, МГц	570	890
Коэффициент умножения выходного умножителя частоты, M	2	1
Формируемая частота минимальная, МГц	1060	810
Формируемая частота максимальная, МГц	1140	890
Амплитуда сигнала в режиме NRZ: – минимальная амплитуда, нормированная к единице – неравномерность амплитуды, дБ	0,311 1,783	0,159 2,205
Амплитуда сигнала в режиме RZ: – минимальная амплитуда, нормированная к единице – неравномерность амплитуды в полосе частот, дБ	0,394 0,292	0,210 1,538
Амплитуда сигнала в режиме RF: – минимальная амплитуда, нормированная к единице – неравномерность амплитуды в полосе частот, дБ	0,721 0,048	0,366 2,259
Амплитуда сигнала в режиме $2 \times NRZ$: – минимальная амплитуда, нормированная к единице – неравномерность амплитуды в полосе частот, дБ	– –	– –

Для оценки возможности фильтрации интермодуляционных составляющих с помощью программы частотного планирования были построены диаграммы распределения спектральных компонент синтезатора частот 1 в частотной области для четырёх режимов работы ЦАП (рисунки 2.9-2.12).

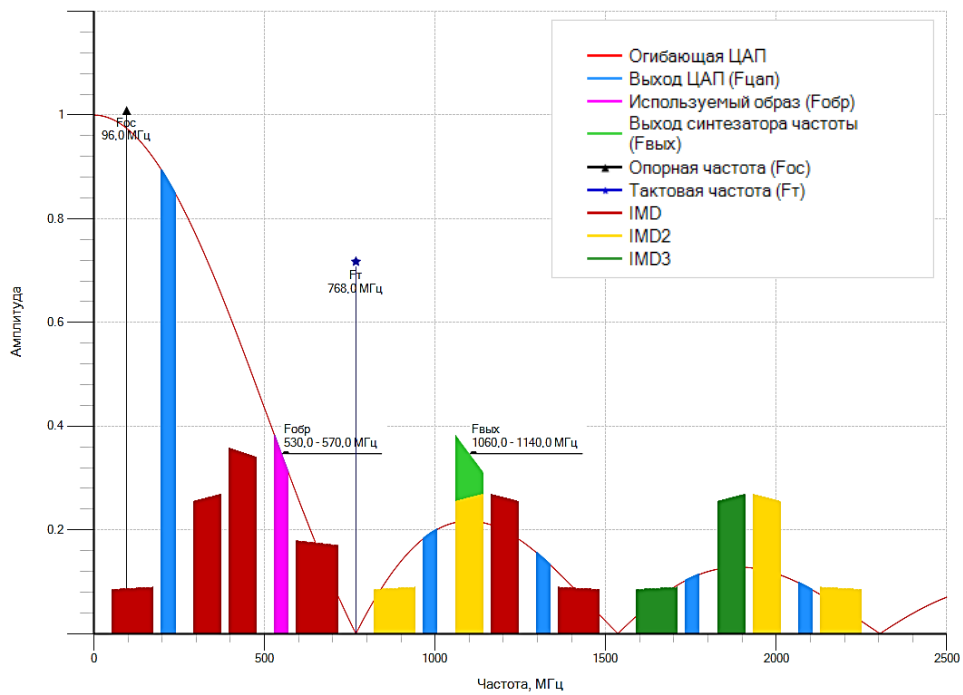


Рисунок 2.9 – Диаграмма распределения спектральных компонент синтезатора частот 1 в частотной области при работе ЦАП в режиме NRZ

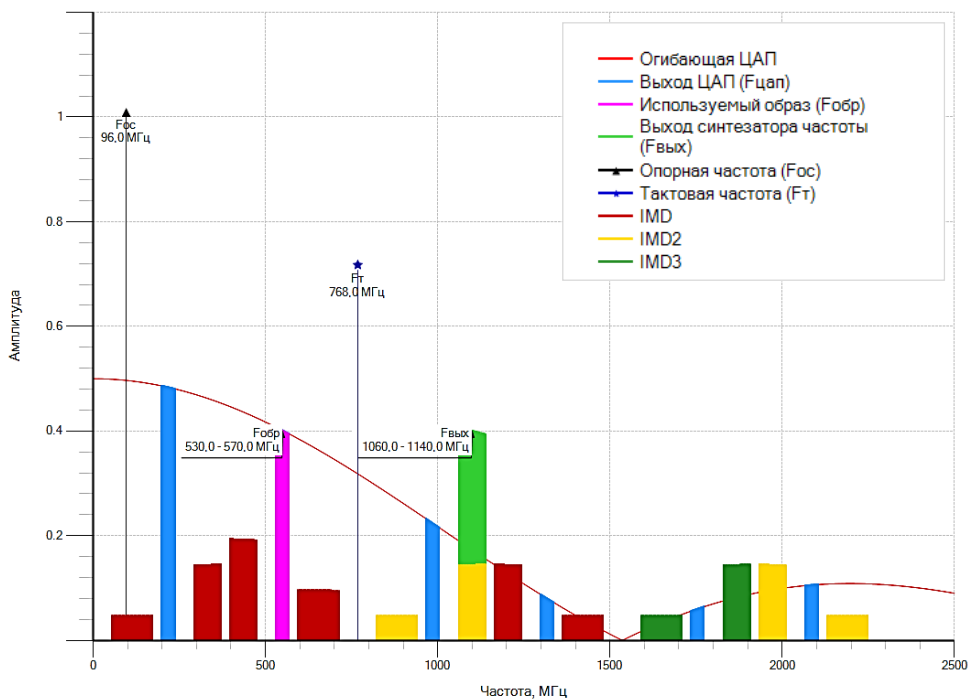


Рисунок 2.10 – Диаграмма распределения спектральных компонент синтезатора частот 1 в частотной области при работе ЦАП в режиме RZ

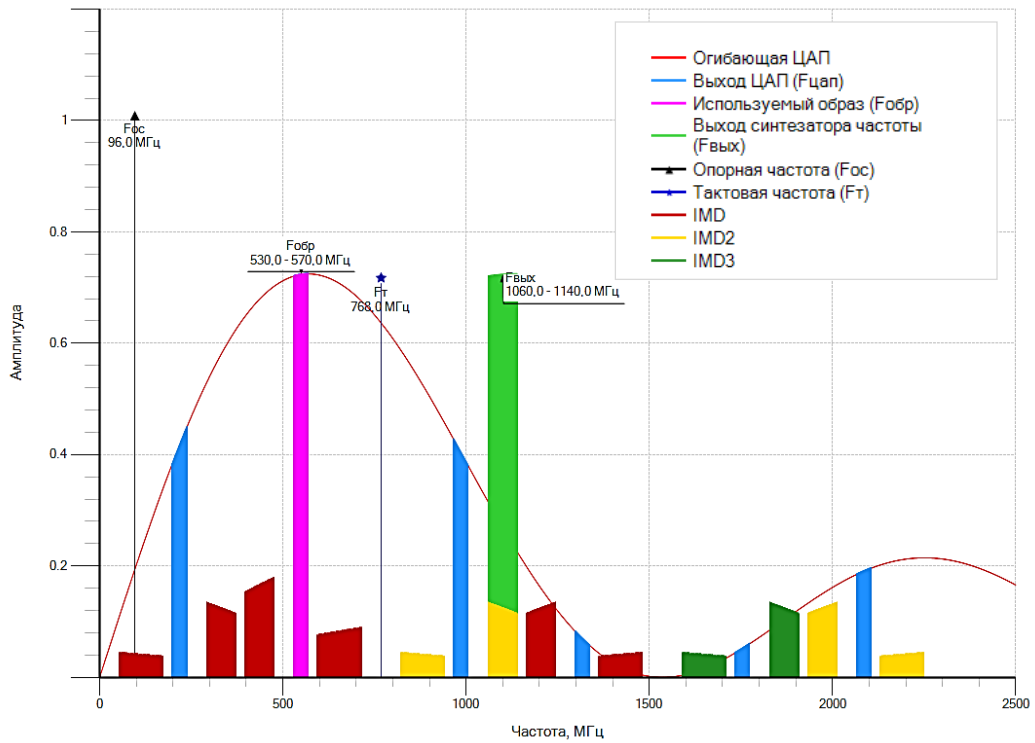


Рисунок 2.11 – Диаграмма распределения спектральных компонент синтезатора частот 1 в частотной области при работе ЦАП в режиме RF

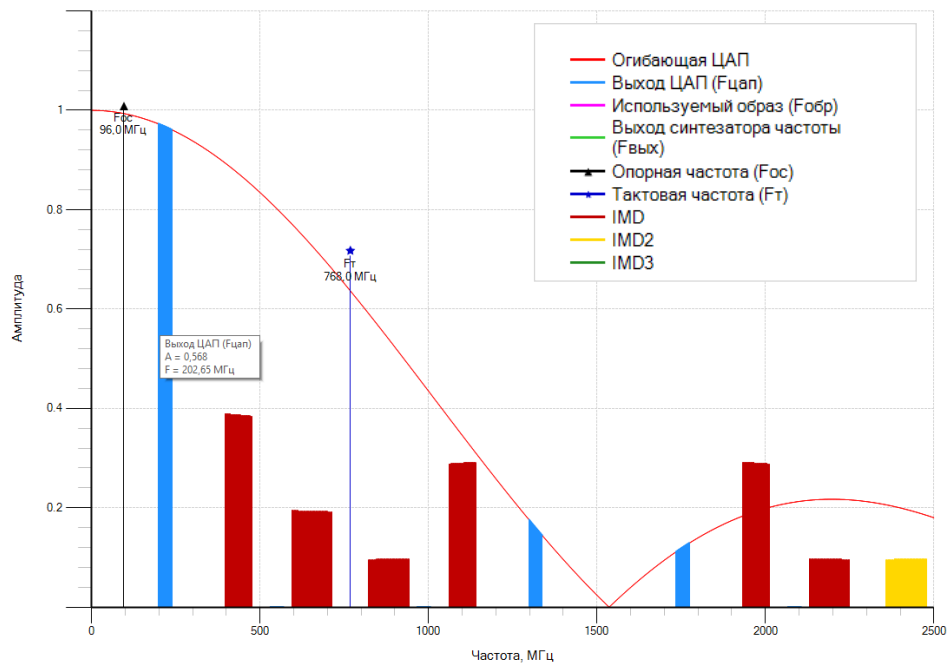


Рисунок 2.12 – Диаграмма распределения спектральных компонент синтезатора частот 1 в частотной области при работе ЦАП в режиме 2×NRZ

На диаграммах рисунков 2.9-2.12 представлены следующие буквенные обозначения: $F_{\text{ЦАП}} = f_{\text{ЦАП}}$ – полоса основных частот и образов основной частоты, формируемых на выходе ЦАП; $F_{\text{ОБР}} = |n_{\text{ОБР}} \cdot f_T + f_{\text{ЦАП}}|$ – полоса используемых частот образа; $F_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ПРД}} (f_{\text{ГЕТ}})$ – полоса частот на выходе синтезатора; $F_{\text{ОС}} = f_{\text{ГОЧ}}$ частота опорного генератора; $F_T = f_T$ – тактовая частота ЦАП; IMD, IMD2, IMD3 – интермодуляционные составляющие различных порядков на выходе ЦАП.

Соответствие частоты интермодуляционных составляющих и отображаемого на диаграммах цвета маркера (IMD, IMD2, IMD3) приведены в таблице 2.5.

Таблица 2.5 – Соответствие частоты интермодуляционных составляющих и отображаемого маркера (IMD, IMD2, IMD3) на диаграммах программы.

Обозначение интермодуляционной составляющей	Цвет маркера	Значение частоты на диаграмме	Изменение амплитуды относительно сигнала на основной частоте ЦАП
IMD	Красный	$2f_{\text{ЦАП}}$	0,4
		$3f_{\text{ЦАП}}$	0,2
		$f_T \pm 2f_{\text{ЦАП}}$	0,3
		$f_T \pm 3f_{\text{ЦАП}}$	0,1
IMD2	Желтый	$2f_T \pm 2f_{\text{ЦАП}}$	0,3
		$2f_T \pm 3f_{\text{ЦАП}}$	0,1
IMD3	Зелёный	$3f_T \pm 2f_{\text{ЦАП}}$	0,3
		$3f_T \pm 3f_{\text{ЦАП}}$	0,1
Примечание – Изменение амплитуды интермодуляционных составляющих относительно мощности сигнала на основной частоте показано условно, т.к. данное значение будет определяться характеристиками конкретного устройства [4, 26, 51].			

На рисунке 2.13 представлено окно программы, в котором отображается распределение частот при преобразовании в смесителе частоты приёмного устройства.

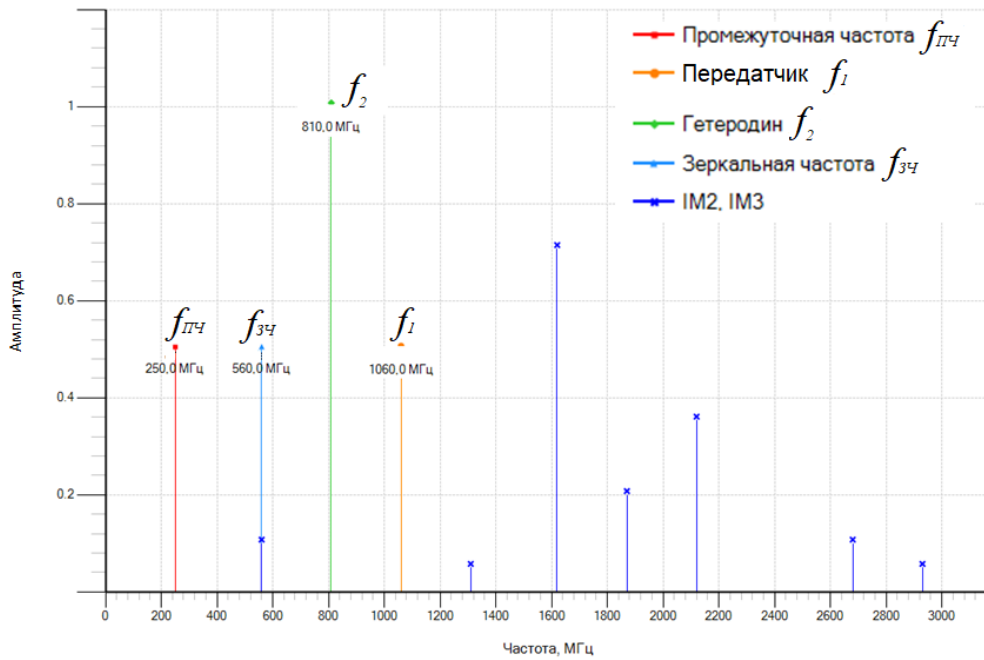


Рисунок 2.13 – Распределением частот при преобразовании в смесителе частоты приёмного устройства

На рисунке 2.13 отображаются следующие частоты: f_1 – частота сигнала передатчика (Синтезатор частот 1); f_2 – частота сигнала гетеродина (Синтезатор частот 2); $f_{ЗЧ}$ – частота приёма зеркального канала; $f_{ПЧ}$ – промежуточная частота преобразования; IM2, IM3 – интермодуляционные составляющие 2-го и 3-го порядков ($2f_1$, $2f_2$, $2f_2 \pm f_1$, $2f_1 \pm f_2$).

Значение формируемой частоты будет отклоняться от искомого в зависимости от разрядности аккумулятора фазы цифрового устройства управления [26]. Длина аккумулятора фазы, как правило, кратна степени 2 и определяется выражением

$$L_{AN} = 2^{N_A}, \quad (2.22)$$

где N_A – разрядность аккумулятора фазы, представленная натуральным числом с типовым значением от 10 до 48.

Минимально возможное значение частоты сигнала на выходе ЦАП, равно шагу перестройки частоты $\Delta f_{ЦАП}$ и определяется в соответствии с выражением [26]

$$\Delta f_{ЦАП} = \frac{P \cdot f_T}{L_{AN}}, \text{ при } P = 1. \quad (2.23)$$

Если на выходе ЦАП необходимо сформировать сигнал у которого минимальная частота $f_{\text{ЦАП МИН}} > \Delta f_{\text{ЦАП}}$, то в соответствии с выражением (2.24) возможно вычислить длину аккумулятора фазы кратную тактовой частоте

$$L_A = \left\lfloor \frac{f_T}{\text{НОД}(f_{\text{ЦАП МИН}}, \Delta f_{\text{ЦАП}})} \right\rfloor, \quad (2.24)$$

где: f_T – частота тактирования ЦАП; НОД() – функция определения наибольшего

общего делителя двух чисел; $f_{\text{ЦАП МИН}} = \left\lfloor \frac{f_{\text{СЧ МИН}}}{M} - f_T \cdot |n_{\text{ОБР}}| \right\rfloor$ – минимальная частота

формируемая на выходе ЦАП; $f_{\text{СЧ МИН}}$ – минимальная частота, формируемая на выходе синтезатора частот; M – коэффициент умножения выходного умножителя частоты; $n_{\text{ОБР}}$ – номер образа основной частоты;

$\Delta f_{\text{ЦАП}} = \left\lfloor \frac{f_{\text{СЧ МИН}} - f_{\text{СЧ МАКС}}}{(p-1) \cdot M} - f_T \cdot |n_{\text{ОБР}}| \right\rfloor$ – шаг сетки частот на выходе ЦАП;

$f_{\text{СЧ МАКС}}$ – максимальная частота, формируемая на выходе синтезатора частот; p – количество частотных точек синтезатора частот [74].

Аппаратная реализация аккумулятора фазы с длиной L_A не кратной степени 2 может быть выполнена на основе цифрового счётчика с произвольным модулем счёта. В случаях когда f_T делится на НОД($f_{\text{ЦАП МИН}}, \Delta f_{\text{ЦАП}}$) без остатка при формировании сигнала не будут возникать ошибки смещения частоты [26].

Программа позволяет проводить расчёт точных значений частот формируемых сигналов с учётом искажений, вызванных аккумулятором фазы кратным степени 2 или рассчитать длину аккумулятора фазы кратную тактовой частоте. Окно программы с рассчитанными таблицами частот формирователя сигнала передатчика (синтезатор частот 1) при длине аккумулятора фазы $L_{AN} = 2^{28}$ и $L_A = 1536$ приведены на рисунках 2.14 и 2.15, соответственно. Из таблиц на рисунках 2.14 и 2.15 видно, что при длине аккумулятора фазы $L_A = 1536$ частоты формируются без ошибок несмотря на бóльшую длину аккумулятора $L_{AN} = 2^{28}$.

№	Искомая частота	Реальная частота	Ошибка частоты	Код частоты	Длина аккумулятора
1	1060000000	1060000001.907	-1.907	83187029	268435456
2	1061000000	1060999998.093	1.907	83012267	268435456
3	1062000000	1062000000	0	82837504	268435456
4	1063000000	1063000001.907	-1.907	82662741	268435456
5	1064000000	1063999998.093	1.907	82487979	268435456
6	1065000000	1065000000	0	82313216	268435456
7	1066000000	1066000001.907	-1.907	82138453	268435456
8	1067000000	1066999998.093	1.907	81963691	268435456
9	1068000000	1068000000	0	81788928	268435456
10	1069000000	1069000001.907	-1.907	81614165	268435456
11	1070000000	1069999998.093	1.907	81439403	268435456
12	1071000000	1071000000	0	81264640	268435456

Рисунок 2.14 – Таблица частот формирователя сигнала передатчика,
при $L_A N = 2^{28}$

№	Искомая частота	Реальная частота	Ошибка частоты	Код частоты	Длина аккумулятора
1	1060000000	1060000000	0	476	1536
2	1061000000	1061000000	0	475	1536
3	1062000000	1062000000	0	474	1536
4	1063000000	1063000000	0	473	1536
5	1064000000	1064000000	0	472	1536
6	1065000000	1065000000	0	471	1536
7	1066000000	1066000000	0	470	1536
8	1067000000	1067000000	0	469	1536
9	1068000000	1068000000	0	468	1536
10	1069000000	1069000000	0	467	1536
11	1070000000	1070000000	0	466	1536
12	1071000000	1071000000	0	465	1536

Рисунок 2.15 – Таблица частот формирователя сигнала передатчика,
при $L_A = 1536$

Разработанный программный комплекс позволяет на основе предложенного алгоритма частотного планирования автоматизировать проектирование устройств формирования высокочастотных сигналов. Варианты частотного плана могут быть представлены в виде таблицы параметров, с возможностью сортировки и визуального отображения спектрального представления сигналов с учётом влияния специальных режимов работы высокоскоростных ЦАП. Возможность расчёта таблицы частот с учётом типа аккумулятора фазы позволяет подобрать структуру цифрового устройства управления для синтеза полностью когерентных сигналов.

2.5 Проектирование формирователя когерентных высокочастотных сигналов

Для построения формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП необходимо детализировать обобщенную структурную схему, приведённую на рисунке 2.3, с учётом результатов частотного планирования.

Определим структуру двухканального генератора опорных сигналов и формирователей когерентных сигналов гетеродина и передатчика с параметрами, приведёнными в таблице 2.2.

2.5.1 Двухканальный генератор опорных сигналов

Для реализации генератора опорных сигналов использован метод прямого аналогового синтеза частот на основе малощумящего кварцевого генератора. Распределение сигнала ГОЧ на два канала осуществляется буфером тактовых сигналов (БТС). Умножение частоты опорного сигнала передатчика реализовано на основе балансного умножителя частоты. Для получения опорного сигнала гетеродина гармоники в спектре сигнала выделяются на выходе БТС с помощью полосового фильтра с последующим усилением.

На рисунке 2.16 приведена структурная схема генератора опорных сигналов на основе прямого аналогового метода синтеза.

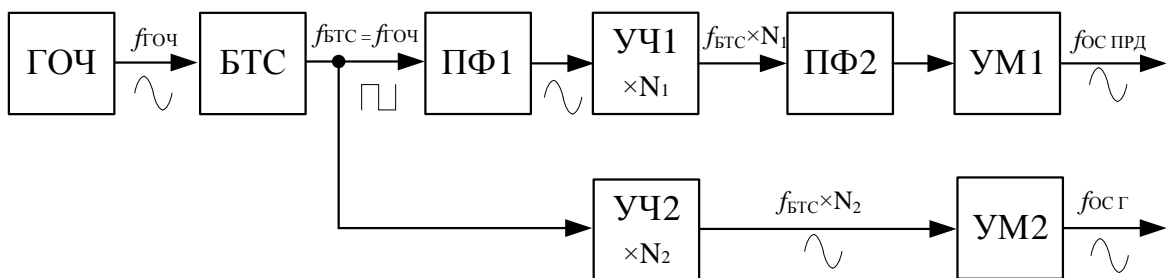


Рисунок 2.16 – Структурная схема генератора опорных сигналов на основе прямого аналогового метода синтеза

В структурной схеме БТС выполняет функцию преобразователя гармонического сигнала ГОЧ в меандр и делит его на два направления. Для формирования опорного сигнала передатчика меандр фильтруется ПФ1 и умножается УЧ с коэффициентом N_1 , с последующей фильтрацией ПФ2 и усилением УМ1.

В тракте формирования опорного сигнала гетеродина на выходе БТС с помощью умножителя, представляющего собой полосовой фильтр, из периодического спектра сигнала выделяется гармоника с номером N_2 , которая имеет низкую амплитуду и должна быть усилена УМ2.

Предложенная схема генератора опорных сигналов позволяет на основе прямого аналогового метода реализовать синтез когерентных опорных частот для формирователей сигналов передатчика ($f_{OC\text{ ПРД}}$) и гетеродина ($f_{OC\text{ Г}}$).

2.5.2 Формирователи сигналов передатчика и гетеродина

Для построения формирователей сигналов передатчика и гетеродина на основе метода прямого цифрового синтеза был выбран высокоскоростной ЦАП AD9739. Для увеличения частоты сигнала на выходе ЦАП использован активный смеситель частоты, позволяющий выполнить перенос частоты одновременно с усилением сигнала.

Структурная схема формирователя сигнала гетеродина на основе метода прямого цифрового синтеза со смесителем частоты приведенную на рисунке 2.17.

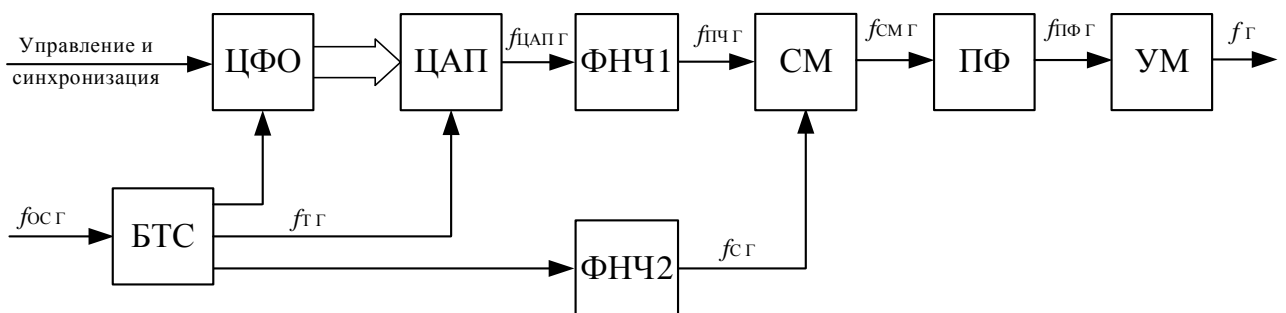


Рисунок 2.17 – Структурная схема формирователя сигнала гетеродина на основе метода прямого цифрового синтеза со смесителем частоты

В схеме применяются следующие обозначения: ЦФО – цифровой формирователь отсчётов; ЦАП – цифроаналоговый преобразователь; БТС – буфер тактового сигнала; ФНЧ1, ФНЧ2 – фильтры нижних частот; ПФ – полосовой фильтр; СМ – смеситель частоты; УМ – усилитель мощности.

Гармонический сигнал опорного генератора с частотой $f_{ОСГ}$ БТС преобразуется в цифровой тактовый сигнал $f_{ТГ}$, который транслируется на ЦАП и ЦФО. Цифровой формирователь обеспечивает синхронизацию и управление параметрами формируемого ЦАП сигнала посредством поступающих на него внешних команд. Сигнал с выхода ЦАП фильтруется ФНЧ 1 и подаётся на смеситель. На второй вход смесителя подаётся несущая частота $f_{СГ} = f_{ТГ}$, полученная путём фильтрации в ФНЧ 2 тактовой частоты. Из смеси сигналов на выходе смесителя с помощью ПФ выделяется суммарная составляющая $f_{ПФГ} = f_{СГ} + f_{ЦАПГ}$, которая усиливается до требуемого уровня мощности и подаётся на выход устройства.

Вариант реализации формирователя сигналов передатчика имеет аналогичную структуру, за исключением наличия умножителя частоты с коэффициентом M_1 и дополнительных каскадов фильтрации и усиления. Структурная схема формирователя сигналов передатчика приведена на рисунке 2.18.

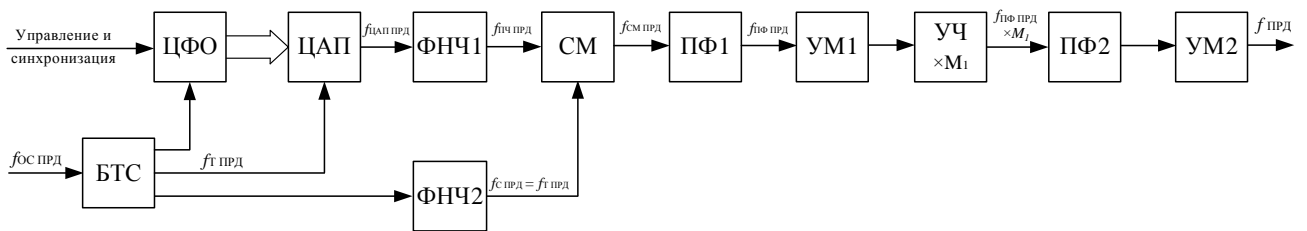


Рисунок 2.18 – Структурная схема формирователя сигналов передатчика на основе метода прямого цифрового синтеза со смесителем и умножителем частоты

Предложенные структурные схемы позволяют формировать сигналы передатчика и гетеродина на основе унифицированной конструкции с использованием высокоскоростных ЦАП. Для управления режимами формирования и модуляции

сигналов передатчика, а также для оперативного переключения частот при сохранении постоянных фазовых соотношений для обеспечения когерентности передающего и приёмного каналов использована структура на основе цифрового устройства управления.

2.6 Проектирование формирователя сигналов S диапазона частот на основе высокочастотных ЦАП

Для разработки структуры малошумящего формирователя сигналов передатчика радиосистемы S диапазона частот на основе высокоскоростного ЦАП AD9739 было проведено частотное планирование в соответствии с алгоритмом, предложенным в главе 2.

В качестве исходных данных были заданы следующие параметры формирователя: частота опорного генератора $f_{ГОЧ} = 96$ МГц; диапазон рабочих частот передатчика $f_{ПРД}$ – от 3,85 до 4,05 ГГц; шаг переключения частот Δf – 1,0 МГц; допустимый диапазон тактовых частот ЦАП f_T – от 1,0 до 2,5 ГГц; доступные для использования зоны Найквиста n_{NZ} – от 1 до 5; полоса фильтрации – 40% от ширины зоны Найквиста; диапазон коэффициентов умножения входного умножителя частоты N – от 1 до 100; диапазон коэффициентов умножения выходного умножителя частоты M – от 1 до 2.

В результате расчёта было получено 8 вариантов реализации формирователя сигналов передатчика, которые приведены в таблице 2.6.

Из анализа исключены варианты 1, 2, 4, 6, т.к. для их реализации требуются умножители частоты со сложной структурой.

Для вариантов 5, 7 и 8 коэффициент передачи на выходе ЦАП будет максимальным в режиме работы NRZ. Это означает, что такая реализация не даёт выгоды от использования образов в специальных режимах работы ЦАП.

На рисунках 2.19-2.22 представлены диаграммы распределения частот для формирователей сигналов передатчика, построенных на основе вариантов 3, 5, 7, 8.

Таблица 2.6 – Варианты реализации формирователя сигналов передатчика S диапазона частот на основе высокоскоростного ЦАП AD9739

Параметр формирователя сигнала	Значение параметра							
	1	2	3	4	5	6	7	8
№ Варианта реализации	1	2	3	4	5	6	7	8
Частота опорного генератора, МГц	96	96	96	96	96	96	96	96
Коэффициент умножения опорной частоты, N	25	26	16	17	12	23	24	18
Тактовая частота, МГц	2400	2496	1536	1632	1152	2208	2304	1728
Коэффициента передачи ЦАП по частоте минимальный, $K_{ЦАП\ мин}$	0,156	0,189	0,253	0,180	0,242	0,166	0,242	0,228
Коэффициента передачи ЦАП по частоте максимальный, $K_{ЦАП\ макс}$	0,198	0,229	0,318	0,241	0,329	0,256	0,329	0,344
Основная частота на выходе ЦАП минимальная, МГц	375	471	389	293	279	366	558	394
Основная частота на выходе ЦАП максимальная, МГц	475	571	489	393	379	566	758	594
Номер используемого образа	-1	-1	1	1	-2	-2	-2	2
Частота образа минимальная, МГц	1925	1925	1925	1925	1925	3850	3850	3850
Частота образа максимальная, МГц	2025	2025	2025	2025	2025	4050	4050	4050
Коэффициент умножения выходного умножителя частоты, M	2	2	2	2	2	1	1	1
Формируемая частота минимальная, МГц	3850	3850	3850	3850	3850	3850	3850	3850
Формируемая частота максимальная, МГц	4050	4050	4050	4050	4050	4050	4050	4050
Режим работы ЦАП с максимальным коэффициентом передачи	RF (Mix mod)	RF (Mix mod)	RF (Mix mod)	RF (Mix mod)	NRZ	NRZ	NRZ	NRZ
Минимальная нормированная амплитуда сигнала	0,710	0,718	0,372	0,443	0,135	0,098	0,135	0,102
Неравномерность амплитуды, дБ	0,115	0,068	1,297	1,013	1,168	1,809	1,168	1,044

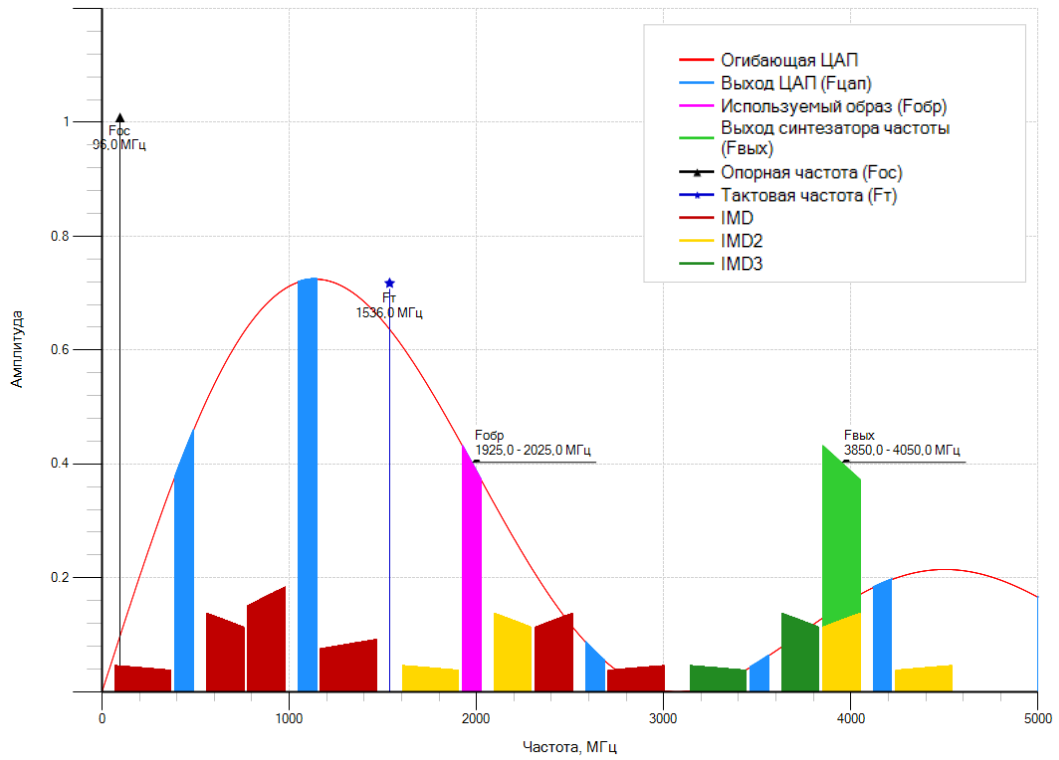


Рисунок 2.19 – Диаграмма распределения частот формирователя, при варианте реализации № 3, при $f_T = 1536$ МГц

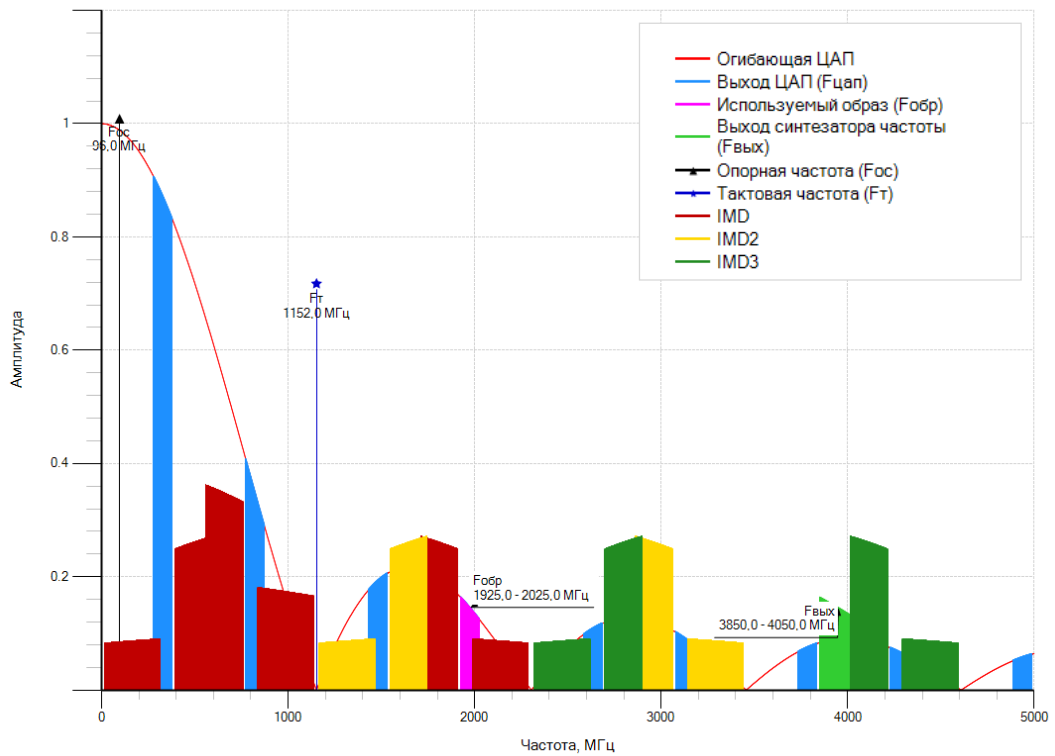


Рисунок 2.20 – Диаграмма распределения частот формирователя, при варианте реализации № 5, при $f_T = 1152$ МГц

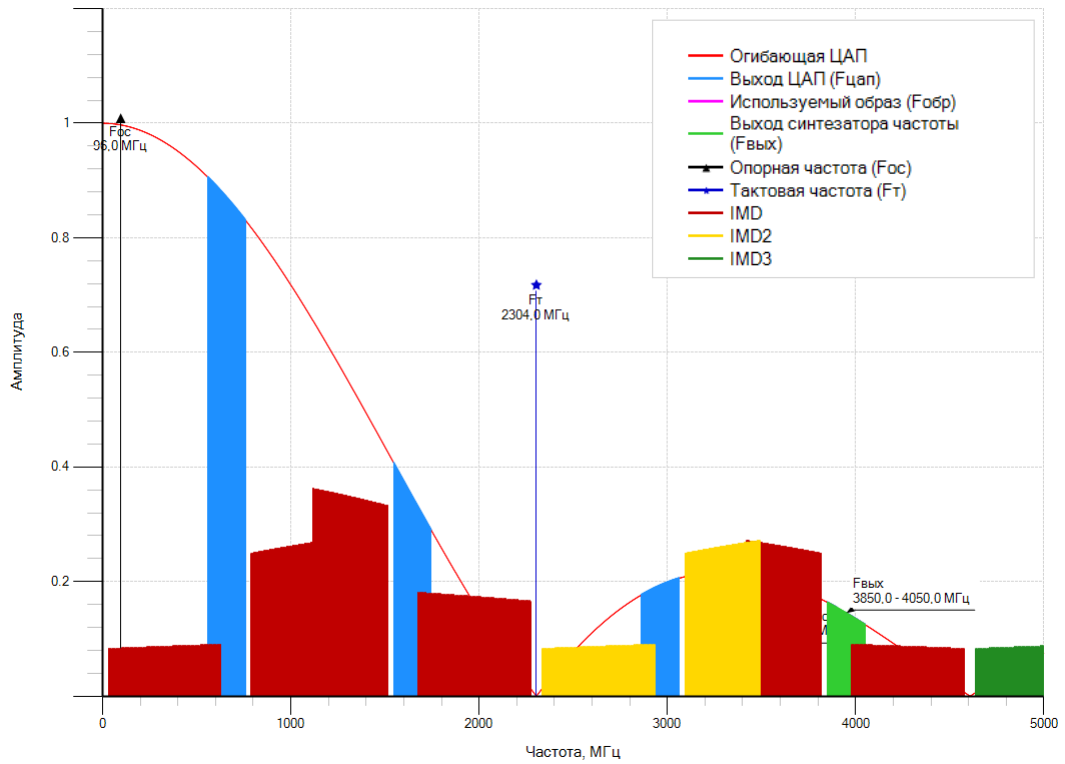


Рисунок 2.21 – Диаграмма распределения частот формирователя, при варианте реализации № 7 при $f_T = 2304 \text{ МГц}$

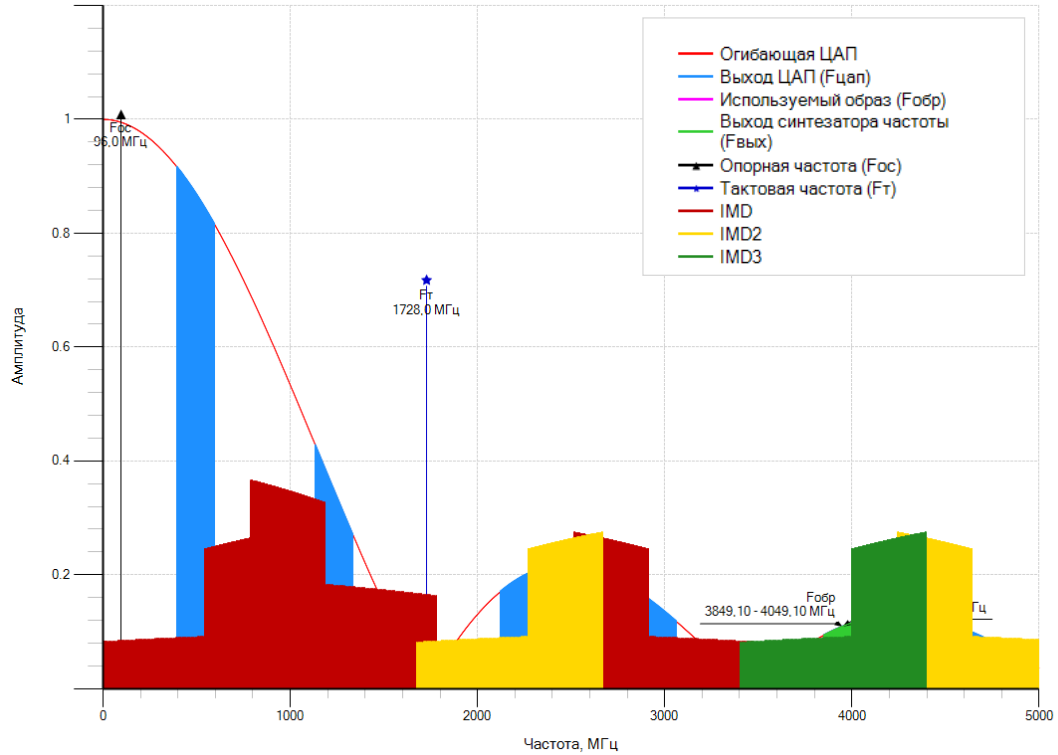


Рисунок 2.22 – Диаграмма распределения частот формирователя, при варианте реализации № 8, при $f_T = 1728 \text{ МГц}$

Вариант с использованием образа основной частоты в третьей зоне Найквиста, представленный на рисунке 2.19, позволяет использовать сигнал с частотами от 1925 до 2025 МГц на выходе ЦАП, а интермодуляционные составляющие могут быть исключены из спектра путём фильтрации. Вариант 8, с тактовой частотой $f_T = 1728$ МГц, будет иметь на выходе ЦАП спектральные составляющие с частотами $f_T - 2f_{\text{ЦАП}}$ и $f_T - 3f_{\text{ЦАП}}$, которые попадают в полосу рабочих частот. Следовательно, их фильтрация посредством ФНЧ невозможна и данный вариант необходимо исключить. Поскольку для вариантов реализации 5, 7, 8 нет выгоды от использования образов в специальных режимах работы ЦАП и в полосе частот образа присутствуют интермодуляционные составляющие, то для повышения частоты вместо образов целесообразно использовать аналоговый смеситель частоты с частотой гетеродина, равной f_T .

На рисунке 2.23 представлены детализированные структурные схемы формирователя сигналов при $f_{T.B.3} = 1536$ МГц (вариант 3); $f_{T.B.5} = 1152$ МГц (вариант 5); $f_{T.B.7} = 2304$ МГц (вариант 7).

На схемах рисунка 2.23 применены обозначения: ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, ПФ – полосовой фильтр, ФНЧ – фильтр нижних частот, СМ – смеситель частоты, УЧ – умножитель частоты, УМ – усилитель мощности, ВУМ – выходной усилитель мощности.

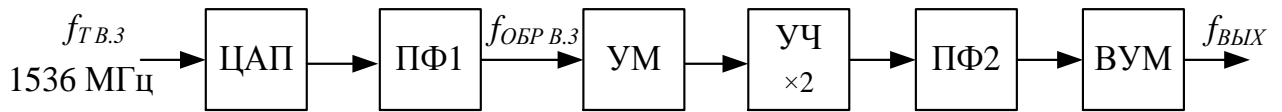
В варианте реализации 3 на выходе ЦАП с помощью ПФ1 выделяется образ с частотой:

$$f_{\text{ОБР } B.3} = f_{T.B.3}(1 + K_{\text{ЦАП } B.3}), \quad (2.25)$$

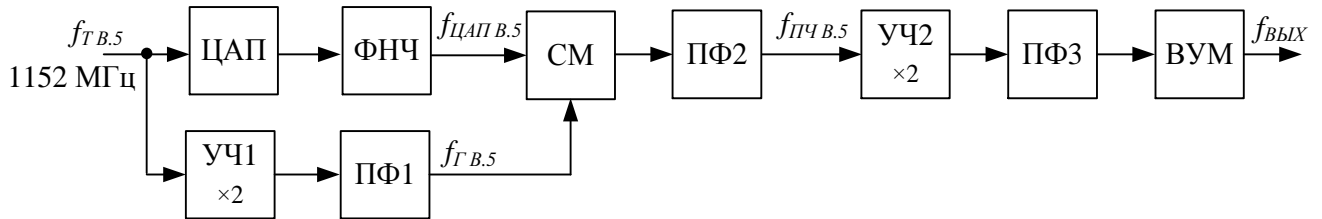
где $K_{\text{ЦАП } B.3}$ – коэффициент передачи ЦАП по частоте для варианта 3.

Затем сигнал усиливается УМ и умножается с коэффициентом 2. Сигнал с частотой $2f_{\text{ОБР } B.3}$ выделяется ПФ2 и подаётся на выходной усилитель мощности.

Вариант №3



Вариант №5



Вариант №7

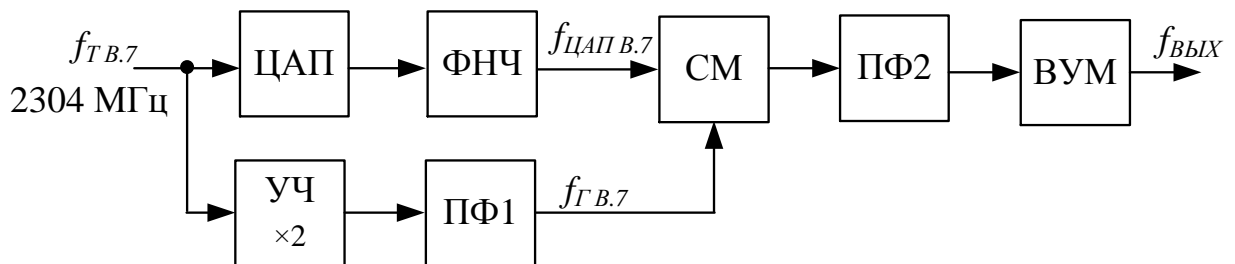


Рисунок 2.23 – Структурные схемы вариантов реализации формирователя сигналов при: $f_{TB.3} = 1536$ МГц (вариант №3); $f_{TB.5} = 1152$ МГц (вариант №5); $f_{TB.7} = 2304$ МГц (вариант №7)

Вариант реализации 5 будет иметь более сложную структуру за счёт использования дополнительного смесителя частоты и умножителя частоты тактового сигнала. На выходе ЦАП после прохождения ФНЧ образуется сигнал с частотой:

$$f_{ЦАП.В.5} = f_{TB.5} \cdot K_{ЦАП.В.5}, \quad (2.26)$$

где $K_{ЦАП.В.5}$ – коэффициент передачи ЦАП по частоте для варианта 5.

Далее сигнал подаётся на смеситель частоты, на выходе которого с помощью ПФ2 выделяется составляющая с частотой:

$$f_{ПЧ.В.5} = f_{Г.В.5} - f_{ЦАП.В.5}, \quad (2.27)$$

где $f_{Г.В.5} = 2f_{TB.5}$ – частота гетеродина смесителя для варианта 5.

Сигнал ПЧ умножается УЧ2, после чего посредством ПФ2 выделяется составляющая $2f_{ПЧВ.5}$, которая подаётся на выходной усилитель мощности.

Структура реализации варианта 7 идентична варианту 5 за исключением отсутствия умножителя частоты УЧ2 и полосового фильтра ПФ3. Частота выходного сигнала для варианта №7 будет определяться выражением:

$$f_{ВЫХ} = 2f_{ТВ.7} - f_{ТВ.7} \cdot K_{ЦАПВ.7}, \quad (2.28)$$

где: $K_{ЦАПВ.7}$ – коэффициент передачи ЦАП по частоте для варианта 7.

Для каждого из предложенных вариантов реализации формирователя радиосигналов необходимо провести теоретический анализ с использованием математических моделей, позволяющих оценить характеристики тракта формирования и оценить уровень фазовых шумов. Такие модели должны учитывать вклады шумов всех функциональных звеньев схемы, а также влияние специальных режимов работы высокоскоростных ЦАП.

2.7 Выводы

1. В результате анализа вариантов построения формирователей сигналов определено, что структура на основе высокоскоростного ЦАП обеспечивает унификацию конструкции формирователей сигналов, а генератор опорных сигналов для многоканальной когерентной системы целесообразно построить на основе общей опорной частоты.

2. Предложена обобщенная структурная схема когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП, включающая генератор опорных сигналов, формирователи сигналов передатчика и гетеродина приемника, которая позволяет на основе унифицированной структуры формировать высокочастотные сигналы для заданной полосы частот при использовании образов в высших зонах Найквиста.

3. Разработан алгоритм частотного планирования, позволяющий определить параметры (коэффициенты умножения, номера зон Найквиста, коэффициенты передачи ЦАП, частоты в различных точках схемы) нескольких когерентных каналов

формирования радиосигналов с учётом режима преобразования сигнала в приёмном устройстве, в том числе с возможностью использования спектральных оставляющих высших зон Найквиста для повышения выходной частоты ЦАП.

4. На основе предложенного алгоритма с использованием языка программирования C# реализована программа, позволяющая рассчитать возможные варианты частотного плана и представить их в виде таблицы параметров, с возможностью сортировки и визуального отображения спектральных составляющих сигнала с учётом влияния специальных режимов работы высокоскоростных ЦАП. Разработана методика проектирования многоканальных когерентных радиосистем, использующих высокоскоростные ЦАП в специальных режимах работы.

5. С использованием разработанной автором программы и предложенной методики проектирования определены варианты реализации двухканальной когерентной радиосистемы на основе высокоскоростного ЦАП. С учётом результатов частотного планирования детализирована обобщенная структурная схема двухканальной когерентной радиосистемы. Разработаны структурные схемы двухканального генератора опорных сигналов и формирователей сигналов гетеродина и передатчика, которые позволяют реализовать генерирование сигналов на основе унифицированной конструкции с использованием высокоскоростных ЦАП.

6. С помощью разработанной автором программы проведен расчет формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы S диапазона частот на основе высокоскоростных ЦАП с использованием высших зон Найквиста. Проведён анализ вариантов реализации, для наилучших были разработаны структурные схемы с использованием для повышения частоты на выходе ЦАП образов сигнала в высших зонах Найквиста и смесителя частоты. Использование образов основной частоты на выходе ЦАП в режиме RZ позволило значительно упростить структуру формирователя сигналов с точки зрения технической реализации, при этом исключив попадание интермодуляционных составляющих в полосу рабочих частот.

ГЛАВА III . МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ РАДИОСИГНАЛОВ И ИХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЗВЕНЬЕВ

В главе рассмотрены основные факторы, влияющие на уровень фазовых шумов радиотехнических систем. Проведён анализ методов математического моделирования шумовых характеристик устройств формирования и преобразования радиосигналов. Рассмотрены математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов основных функциональных звеньев формирователей сигналов, в том числе усилителей мощности умножителей, делителей и смесителей частоты, а также генераторов опорной частоты и устройств распределения тактовых сигналов. Исследованы математические модели собственных фазовых шумов высокоскоростных ЦАП, проведено экспериментальное исследование фазовых шумов ЦАП в специальных режимах работы. Проведено математическое моделирование СПМ фазовых шумов формирователей высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы, комбинирующих различные методы синтеза.

3.1 Основные факторы, влияющие на уровень шумов радиотехнических систем и методы моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов.

Существует множество процессов различной природы, которые определяют общий уровень шумов радиотехнических устройств. Среди множества шумовых процессов можно условно выделить внутренние и внешние источники шумов [4, 5, 76].

Внутренние шумы обусловлены шумовыми процессами в электронных компонентах и связаны с фундаментальными физическими причинами. К ним можно отнести тепловой шум, дробовый шум, фликкер шум, генерационно-рекомбинационный шум полупроводников и др. [5, 76].

Минимальный уровень естественного шума (англ. Noise floor) будет ограничен тепловым, дробовым и другими частотно независимыми шумами.

Спектр избыточных фликкер шумов существенно отличается от белого, а его интенсивность возрастает с уменьшением частоты отстройки по закону $1/F$.

Описанные выше типы шумов под воздействием различных процессов могут породить аддитивные частотные и фазовые флуктуации, зависимость которых от частоты будет отличаться от распределения типа $1/F$. К таким избыточным шумам можно отнести белый частотный шум $1/F^2$, частотный фликкер-шум $1/F^3$ и частотный шум случайных блужданий $1/F^4$. Существуют и другие типы внутренних шумов, которые вносят меньший вклад в общую шумовую мощность [76, 77].

Распределение спектральной плотности мощности фазовых шумов в одиночной боковой полосе (далее по тексту СПМ фазовых шумов) в зависимости от частоты отстройки приведено на рисунке 3.1.

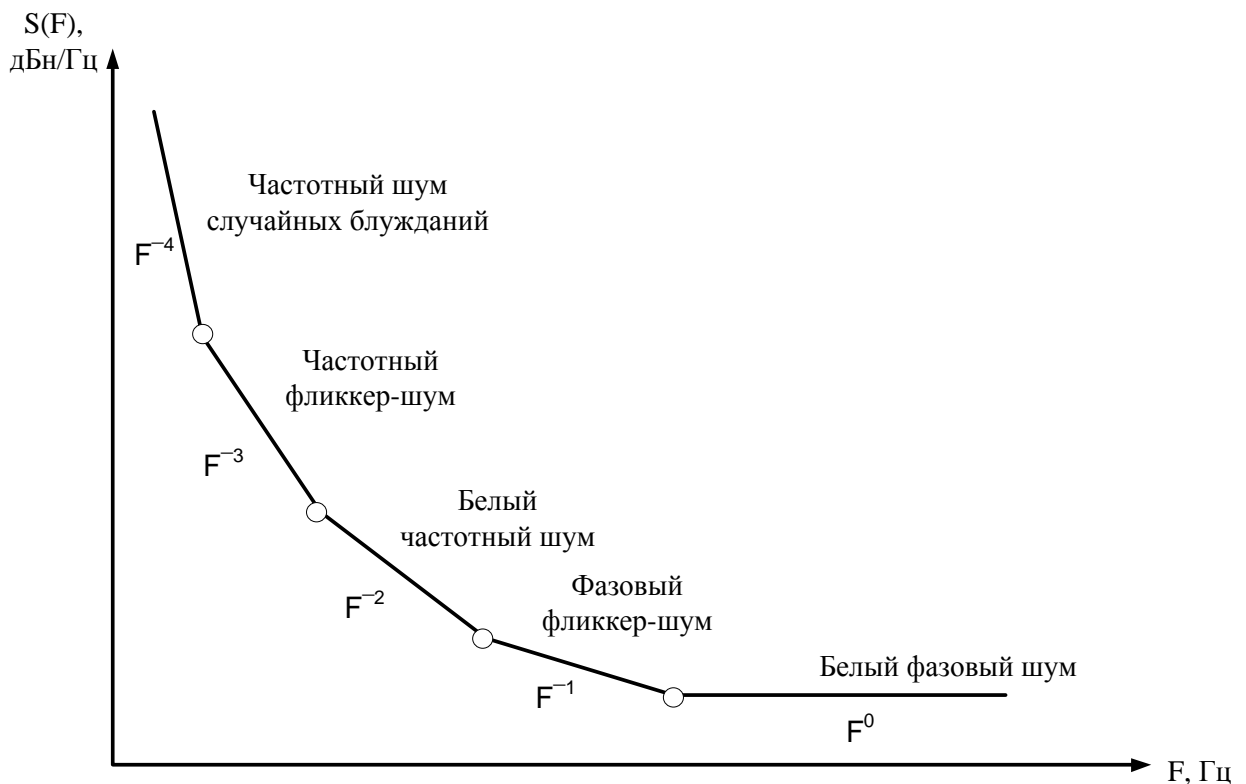


Рисунок 3.1 – Распределение СПМ фазовых шумов от частоты отстройки

Внешние воздействующие факторы также оказывают влияние на уровень шумов радиотехнических систем. Такие процессы как вибрация, ударные воздействия, изменения температуры окружающей среды и т.п. порождают частотный шум, который проявляется на малых отстройках.

Наиболее распространенный подход к снижению фазового шума, вызванного вибрацией, заключается в выборе кристаллов с низкой чувствительностью и применении виброизоляторов с низкой собственной резонансной частотой [77].

Изменения температуры окружающей среды приведут к пропорциональному росту уровня тепловых шумов, при этом дробовой шум не будет зависеть от температуры. Характер зависимости уровня избыточных фазовых шумов от температуры будет определяться электрическими свойствами материалов, из которых изготовлены электронные компоненты [78].

В качестве отдельного фактора, влияющего на уровень фазовых шумов устройств формирования сигналов, можно выделить шум цепей питания. Источники питания непосредственно не участвуют в процессе синтеза частот, при этом низкочастотные продукты синтеза питающих напряжений попадают в рабочую полосу частот, таким образом, значительно ухудшая фазовый шум.

При проектировании подсистем питания необходимо учитывать качество импульсных и линейных стабилизаторов с малым падением напряжения (англ. low-dropout, LDO), а также принимать меры для фильтрации цепей питания компонентов, чувствительных к шумам [79].

Для оценки СПМ фазового шума устройства необходимо получить модель, которая позволит определить минимально достижимый уровень собственных шумов, без учёта внешних воздействий. Влияние внешних воздействующих факторов на уровень фазовых шумов, как правило, оценивается с помощью отдельных, специализированных моделей.

Существуют различные подходы к построению моделей шумовых характеристик СВЧ устройств. Для оценки уровня шумов могут применяться имитационные модели, которые строятся с использованием специализированных программ. Построение такой модели позволяет исследовать устройства, рассматривая их

структуру как «чёрный ящик», что облегчает и ускоряет процесс моделирования. При таком подходе возможности анализа всегда ограничены набором функций среды моделирования. В конечном итоге моделирование радиотехнических устройств сводится к построению аналитических моделей, представленных в виде формул или уравнений.

Получить аналитическое выражение, описывающее шумовые характеристики устройства, возможно на основе теоретической или эмпирической моделей. Теоретические модели отражают реальную структуру исследуемого устройства и строятся на основе известных физических принципов их работы. Другой подход – это построение эмпирических моделей на основе данных, полученных в ходе эксперимента либо на основе справочных данных. Использование указанных типов моделей и их комбинирование позволяет проводить анализ фазовых шумов, существенно упрощая проектирование сложных устройств синтеза частот, формирователей сигналов и их функциональных звеньев.

Для математического описания СПМ фазовых шумов радиотехнических устройств наиболее часто [4, 5, 13-20] используют модель в виде:

$$S(F) = \sum_{a=0}^A b_a F^{-a}, \text{ при } 0 \leq F \leq F_B \quad (3.1)$$

где F – значения отстройки от несущей частоты, F_B – значения верхней граничной частоты при которой начинается резкий спад фазовых шумов, $a = \{0, 1, \dots, A\}$ – число, определяющее тип составляющей фазового шума, b_a – коэффициенты мощности различных типов шумовых составляющих.

Шумовая составляющая при $a=0$ будет аппроксимировать белый Гауссовский шум, включающий тепловой, дробовой и другие частотно независимые шумы. Частотно-зависимый шум включает в себя фликкер-шум $1/F$ и аддитивные шумы типа $1/F^a$, при $a = 2, 3, \dots, A$. Для моделирования шумов большинства устройств $A \leq 4$, т.к. вкладом последующих шумовых составляющих можно пренебречь. В отдельных случаях a можно представить нецелочисленными значениями [5].

Поскольку спектральная плотность мощности фазовых шумов определяется квадратом значения отклонения фазы сигнала, делённым на ширину полосы 1 Гц,

изменение несущей частоты f в N раз приведёт к изменению отклонения фазы в N^2 раз, таким образом, уровень фазовых шумов изменится на $20 \cdot \log(N)$ [4, 5]. Для различных устройств характер зависимости отдельных шумовых составляющих от частоты f может отличаться. Поэтому для оценки уровня шумов реальных устройств зачастую используются теоретические модели, учитывающие физические принципы их работы.

Для многокаскадных устройств частотно-зависимые модели фазовых шумов строятся на основе анализа их структуры с учётом особенностей взаимодействия всех функциональных звеньев. При анализе структуры устройств синтеза частот используются методы теории систем автоматического управления. Уровень СПМ фазовых шумов, вносимых каждым элементом схемы, значительно меньше мощности полезного сигнала, и может быть учтён путём суммирования с соответствующими входными или выходными воздействиями [4, 5, 37]. Такой подход к построению математических моделей СПМ фазовых шумов применяется в работах [4-9, 20, 31, 80].

Таким образом, для построения частотно-зависимой модели фазовых шумов формирователя сигналов когерентной радиосистемы необходимо получить модели фазовых шумов отдельных элементов схемы и построить результирующую модель с учётом структуры проектируемого устройства и принципов взаимодействия его функциональных звеньев.

3.2 Математические модели шумовых характеристик основных функциональных звеньев формирователей сигналов

Рассмотрим модели компонентов, наиболее часто используемые при построении формирователей сигналов.

Для увеличения частоты сигнала в целое число раз широко используются умножители частоты, выполненные на основе нелинейного элемента [5] или в интегральном исполнении [81].

В качестве нелинейного элемента может быть использован варикап, диод или транзистор. Конструкция на основе диодов будет более простой с низким уровнем тепловых шумов, однако умножители на основе транзисторов имеют меньший уровень фликкер-шумов, так как имеют больший КПД [5]. На выходе умножителя частоты нужная гармоника выделяется с помощью фильтра.

Выражение для расчета СПМ фазовых шумов умножителей частоты на биполярном и полевом транзисторах приводятся в [5, 17]. В общем виде модель СПМ фазовых шумов умножителя частоты будет иметь вид:

$$S_{\text{вч БТ}}(F) = n^2 \left(\gamma + \frac{f_c}{F} \right), \quad (3.2)$$

где n – коэффициент умножения, γ – коэффициент постоянной шумовой составляющей, f_c – граничная частота области преобладания фликкер-шума в спектре шума.

Для повышения КПД диодных умножителей необходимо использовать промежуточные усилители мощности. В большинстве случаев шумы, вносимые буферными усилителями мощности, будут эквивалентны шумам, вносимым транзисторными умножителями частоты.

Для моделирования шумовых характеристик для балансного фазового детектора (ФД) [5, 82] выражение, описывающее уровень шумов будет иметь вид:

$$S_{\text{ФД}}(F) = \frac{(U_{\text{BX1}}^2 + U_{\text{BX2}}^2)}{U_{\text{BX1}} \times U_{\text{BX2}}} \times \frac{S_m}{2} \times \left(1 + \frac{f_c}{F} \right), \quad (3.3)$$

где U_{BX1} , U_{BX2} – амплитуды напряжений на первом и втором входе ФД, S_m – чувствительность одиночного амплитудного детектора.

ФД может быть построен на основе смесителя частоты, следовательно, определить собственные фазовые шумы балансного смесителя частот возможно по формуле (3.3).

Математические модели шумовых характеристик основных функциональных элементов синтезаторов частот приводятся в [5, 15-19, 80, 83]. Экспериментально подтвержденные математические модели СПМ фазовых шумов для ряда функциональных элементов формирователей сигналов представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Математические модели СПМ фазовых шумов функциональных элементов формирователей сигналов

Название звена	Модель СПМ фазового шума
Умножитель частоты	$S_{yq}(F) = n^2 \frac{10^{-14 \pm 1}}{F} + 10^{-16 \pm 1}$
Балансный смеситель, балансный ФД	$S_{\phi d/cm}(F) = \frac{10^{-14 \pm 1}}{F} + 10^{-17 \pm 1}$
ФНЧ	$S_{\phi nq}(F) = R \cdot 1,84 \cdot 10^{-19}$
Усилитель мощности	$S_{ym}(F) = \frac{10^{-12 \pm 3}}{F} + 10^{-17 \pm 1}$

3.2.1 Математические модели шумовых характеристик опорных генераторов

Опорные генераторы предназначены для получения колебаний заданной частоты с высокой температурной и временной стабильностью. Высокостабильный сигнал опорного генератора используется для дальнейшего преобразования последующими каскадами формирователя.

В настоящее время существуют различные методы повышения стабильности опорных генераторов. К таким методам можно отнести использование кварцевых резонаторов, генераторов на поверхностных акустических волнах (ПАВ), коаксиальных резонаторов и др.

В системах с ФАПЧ в качестве управляемого, генерирующего колебания элемента наиболее часто используются генераторы, управляемые напряжением (ГУН), а также генераторы на основе железо-иттриевого граната (ЖИГ). Скорость перестройки и габариты ГУН значительно меньше по сравнению с ЖИГ генераторами, однако их шумовые характеристики гораздо хуже [84].

Перспективные разработки, обеспечивающие очень низкий уровень фазовых шумов, существуют в области оптоэлектроники на основе генераторов на модах шепчущих галерей. К недостаткам оптоэлектронных генераторов можно отнести

низкий порог насыщения, а также вероятность модуляции радиосигнала шумом светового излучения [30].

Для теоретического описания фазовых шумов опорных генераторов наиболее часто используется модель Лисона [44], которая имеет вид:

$$S_{or}(F) = \frac{k \cdot K_{ш} \cdot T}{2 \cdot P} \left[1 + \frac{f_c}{F} + \frac{1}{F^2} \cdot \left(\frac{f_{Гоч}}{2 \cdot Q} \right)^2 + \frac{f_c}{F^3} \cdot \left(\frac{f_{Гоч}}{2 \cdot Q} \right)^2 \right], \quad (3.4)$$

где k – постоянная Больцмана; $K_{ш}$ – коэффициент шума усилительного элемента; T – абсолютная температура; P – мощность на входе резонатора; Q – добротность резонатора; $f_{Гоч}$ – частота генератора; f_c – частота преобладания области фликкер-шума; F – частота отстройки относительно $f_{Гоч}$.

Для различных генераторов значение граничной частоты области преобладания фликкер-шума будет отличаться [85, 86], следовательно, для конкретных типов генераторов значения коэффициентов модели будут иметь существенные различия.

Модель (3.4) хорошо соотносится с выражением (3.1), что позволяет использовать усреднённые справочные данные или данные экспериментальных измерений для построения регрессионных моделей фазовых шумов опорных генераторов и устройств прямого аналогового синтеза на их основе.

На основе экспериментально измеренных значений СПМ фазового шума на декадных значениях отстройки частоты, для прецизионного мал шумящего кварцевого генератора ГК219-ТС фирмы Морион была получена эмпирическая модель СПМ фазового шума [87]. Для этого была составлена матрица факторов $X = [b \cdot F_{\Delta}^{-a}]$ с размерностью $m \times A$, где $m=6$ – размерность вектора частот отстройки экспериментальной выборки F_{Δ} , $A=4$ – количество степенных составляющих фазового шума, $b = \{b_a\}$ – вектор неизвестных коэффициентов мощности шумовых составляющих.

Приравняв матрицу факторов к экспериментальным значениям СПМ фазового шума S_{Δ} , получим систему уравнений (3.5), решив которую может быть найден вектор неизвестных коэффициентов b .

$$S_{\Delta} = b_a \times F_{\Delta}^{-a} + \varepsilon, \quad (3.5)$$

где ε – ошибки, число $a = \{0, 1, \dots, 3\}$ [85].

Вклады шумовых составляющих в общий уровень шумов конкретных устройств будут существенно отличаться, поэтому составляющие, соответствующие различным степенным функциям F^{-a} , должны быть проверены на значимость [87, 88]. В результате расчёта были получены следующие коэффициенты: $b_0=6,68 \cdot 10^{-18}$, $b_1=1,99 \cdot 10^{-14}$, $b_2=5,53 \cdot 10^{-12}$, $b_3=3,1 \cdot 10^{-8}$.

Полученная модель СПМ фазовых шумов генератора ГК219-ТС может быть записана в виде:

$$\begin{aligned} S_{ГК219-ТС}(F) &= 6,68 \cdot 10^{-18} F^0 + 1,99 \cdot 10^{-14} F^{-1} + 5,53 \cdot 10^{-12} F^{-2} + 3,1 \cdot 10^{-8} F^{-3} = \\ &= 10^{-17,18} + \frac{10^{-13,7}}{F} + \frac{10^{-11,26}}{F^2} + \frac{10^{-7,51}}{F^3}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Результаты моделирования и экспериментальные значения СПМ фазового шума прецизионного малошумящего кварцевого генератора ГК219-ТС на частоте 96 МГц приведены на рисунке 3.2.

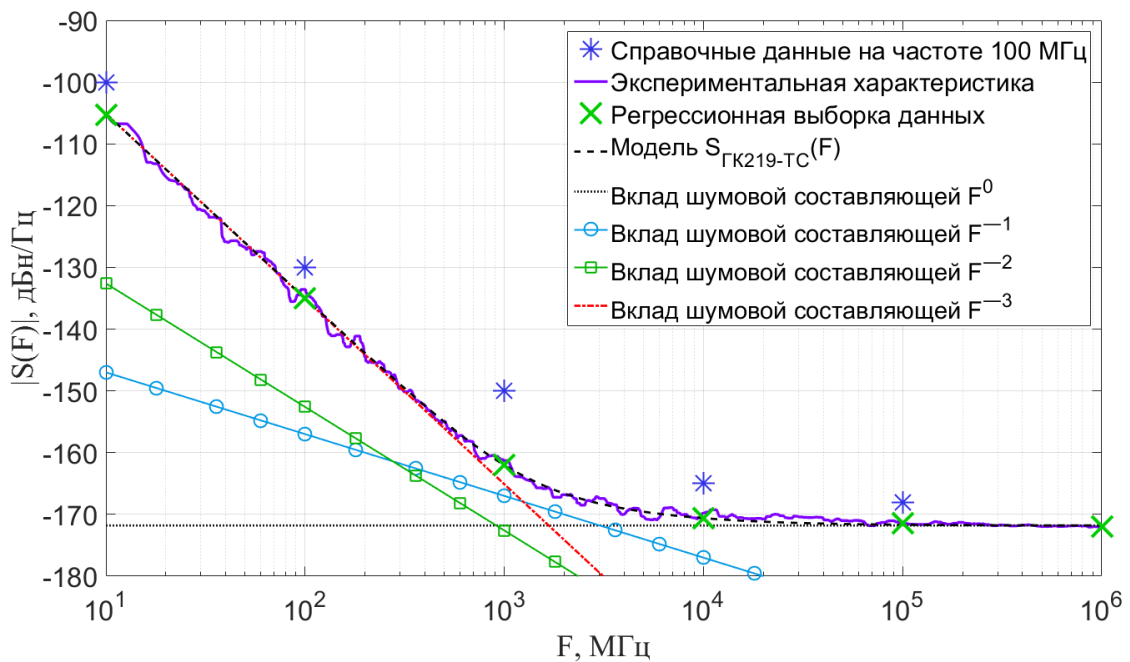


Рисунок 3.2 – СПМ фазового шума прецизионного малошумящего кварцевого генератора ГК219-ТС на частоте 96 МГц

Из графиков на рисунке 3.2 видно, что наибольший вклад в общий уровень СПМ фазового шума генератора вносят естественные шумы (F^0) и шумы типа $1/F^3$. При этом значение СПМ фазового шума исследуемого генератора на отстройке частоты 1 кГц отличаются от справочных данных более чем на 10 дБ.

В качестве критерия оптимизации модели использовался минимум суммы квадратов разностей между значениями аппроксимируемой и аппроксимирующей функций. Логарифмическое преобразование частотной оси и большой динамический диапазон данных могут приводить к нарушению классических предпосылок использования метода наименьших квадратов. Несмотря на это, построенная регрессионная модель остаётся применимой для оценки уровня шумов реальных устройств [86, 87].

Для оценки качества моделей СПМ фазовых шумов наиболее часто используется величина ошибки аппроксимации $\bar{\varepsilon}$, которая может быть представлена абсолютным или относительным значениями [89]. Абсолютное значение ошибки аппроксимации представляет собой разность измеренного значения СПМ фазового шума $S_{\Delta}(F_{\Delta})$ и значения $S(F_{\Delta})$, полученного в результате моделирования. Относительная ошибка аппроксимации может быть определена на основе выражения:

$$\bar{\varepsilon}(F_{\Delta}) = \frac{|S_{\Delta}(F_{\Delta}) - S(F_{\Delta})|}{S_{\Delta}(F_{\Delta})} \cdot 100\%. \quad (3.7)$$

Как правило, определяется средняя (3.8) и максимальная (3.9) ошибки аппроксимации и на их основе делается вывод о качестве полученной модели.

$$\bar{\varepsilon}_{\text{ср}} = \frac{1}{n_{\Delta}} \sum_{i=1}^{n_{\Delta}} \bar{\varepsilon}(F_{\Delta})_i, \quad (3.8)$$

$$\bar{\varepsilon}_{\text{макс}} = \max[\bar{\varepsilon}(F_{\Delta})], \quad (3.9)$$

где $\bar{\varepsilon}_{\text{ср}}$ и $\bar{\varepsilon}_{\text{макс}}$ средняя и максимальная ошибки аппроксимации, соответственно; n_{Δ} – объём выборки.

Для косвенной оценки качества модели может быть использован коэффициент корреляции R , который показывает отношение дисперсии модели к общей доле дисперсии шумовой характеристики [89]:

$$R = \sqrt{1 - \frac{\sum (S_{\Delta}(F_{\Delta}) - S(F_{\Delta}))^2}{\sum (S_{\Delta}(F_{\Delta}) - S_{\text{ср}})^2}}, \quad (3.10)$$

где $S_{\Delta}(F_{\Delta})$ – измеренные значения СПМ фазового шума, $S(F_{\Delta})$ – теоретические значения СПМ фазового шума полученные для частот отстройки экспериментальной выборки, $S_{\text{ср}}$ – среднее значение оценки $S_{\Delta}(F_{\Delta})$.

Для полученной модели СПМ фазового шума генератора ГК219-ТС средняя ошибка аппроксимации $\bar{\varepsilon}_{\text{cp}} = 0,41 \%$ (0,59 дБ); максимальная ошибка аппроксимации $\bar{\varepsilon}_{\text{макс}} = 2,34 \%$ (2,95 дБ); индекс корреляции $R = 0,9993$.

Вычисленные значения ошибок аппроксимации показывают, что полученная модель может быть применена для определения уровня СПМ фазовых шумов реального опорного генератора с погрешностью менее 3-х дБ.

3.2.2 Математические модели шумовых характеристик устройств распределения опорных сигналов

В многоканальных системах для когерентного синтеза требуется, по меньшей мере, два канала, которые обеспечивают строго фиксированное соотношение частот в сочетании с низким уровнем фазового шума. Распределение сигнала на основе простого делителя мощности требует использования дополнительных усилителей и фильтров, которые искажают фазовые характеристики и увеличивают температурную нестабильность.

При тактировании цифровых устройств сигнал опорного генератора необходимо преобразовать в цифровой вид, обеспечив соответствие требованиям используемого интерфейса сопряжения. В настоящее время для распределения и синхронизации тактовых сигналов широкое распространение получили специализированные активные устройства – буферы тактовых сигналов [70, 71, 91]. Для устройств распределения цифровых сигналов величина флуктуаций фазы часто определяется значением временного джитера [45].

Математическое моделирование шумовых характеристик буферов тактовых сигналов для конкретной частоты возможно на основе регрессии выборок данных [90, 91].

Влияние параметров буфера тактовых сигналов на фазовый шум в [71] описывается следующим выражением:

$$S_{\text{БТС}}(f) = \frac{1}{q_{\text{МАКС}}^2} \Psi_{\text{RMS}}^2 \cdot i_{\text{Ш}}(f)^2 = \beta \cdot i_{\text{Ш}}(f)^2, \quad (3.12)$$

где $q_{МАКС}$ – максимальное смещение заряда в точке внесения шума; Ψ_{RMS} – фазовый сдвиг, возникающий в результате воздействия дельта-импульса тока; i_{III} – входной шумовой ток, β – коэффициент, характеризующий нижний порог собственных шумов буфера.

Нижний порог собственных шумов тактового буфера можно определить на основе справочных данных или экспериментально полученных характеристик. Тогда СПМ собственных шумов буфера тактовых сигналов для произвольной частоты можно представить выражением:

$$S_{BTC\ NF}(f_T) = 10^{-\beta_{NF}} + S_{iIII}(F) \cdot \left(\frac{f_T}{f_{NF}} \right)^2, \quad (3.13)$$

где $\beta_{NF} = \log(S_{\Phi}(F))$, при $F \geq 1$ МГц, $S_{\Phi}(F)$ – значения СПМ фазового шума на частоте отстройки F , f_T – частота тактового сигнала буфера; f_{NF} – частота, для которой известно значение $S_{\Phi}(F)$, $S_{iIII}(F)$ – вклад шумового тока.

При выполнении требований к уровню сигнала, времени нарастания и спада фронта сигнала и его симметричности величина вклада $S_{iIII}(F)$ в результирующий уровень фазовых шумов буфера будет минимальной [71].

На основе справочных данных, приведённых в [92], была построена модель СПМ фазового шума в одиночной боковой полосе для буфера тактовых сигналов ADCLK944:

$$S_{ADCLK}(F) = S_{OC}(F) + 10^{-15,18}, \quad (3.14)$$

где $S_{OC}(F) = S_{ГК219-ТС}(F)$ – СПМ фазового шума опорного сигнала.

На рисунке 3.3 приведены результаты моделирования СПМ фазового шума буфера тактовых сигналов ADCLK944 при $f_T = 96$ МГц. Как видно из рисунка 3.3, при отстройке частоты менее 300 Гц преобладает вклад шумов генератора опорной частоты, а на больших отстройках проявляется значительное влияние шумов, вносимых буфером тактовых сигналов. Предложенная модель позволит определить уровень фазовых шумов буфера тактовых сигналов с погрешностью не более трех децибел.

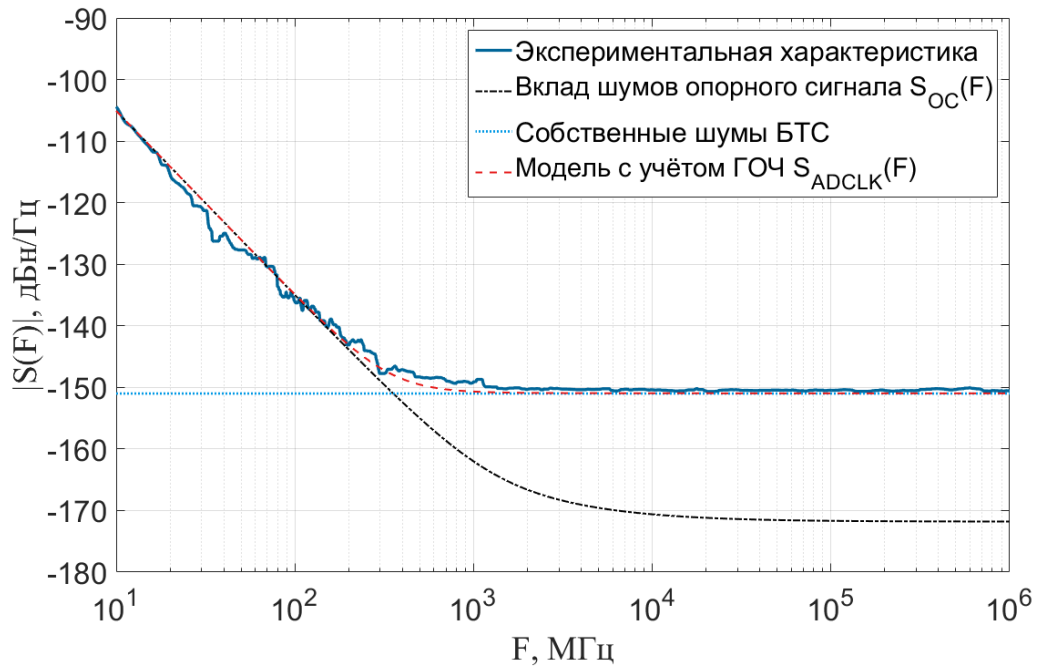


Рисунок 3.3 – СПМ фазового шума в одиночной боковой полосе буфера тактовых сигналов ADCLK944 при $f_T = 96$ МГц

3.3 Математические модели шумовых характеристик высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей

Цифро-аналоговые преобразователи осуществляют синтез частот с использованием частоты опорного генератора и представляют собой делитель частоты с коэффициентом:

$$K_{\text{ЦАП}} = \frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОГ}}}, \quad (3.15)$$

где $f_{\text{ЦАП}}$ – частота, формируемая на выходе ЦАП; $f_{\text{ОГ}}$ – частота опорного генератора.

Спектральная плотность мощности фазового шума формируемого сигнала будет изменяться пропорционально мощности шумов опорного генератора с учётом коэффициента передачи ЦАП по частоте $K_{\text{ЦАП}}^2$.

Обозначим СПМ фазовых шумов, вносимых цифро-аналоговым преобразователем, как $S_{\text{ЦАП}}(F)$. Тогда СПМ фазовых шумов на выходе ЦАП можно описать выражением:

$$S_{\text{ЦАП Вых}}(F) = S_{\text{ОГ}}(F) \cdot K_{\text{ЦАП}}^2 + S_{\text{ЦАП}}(F), \quad (3.16)$$

где: $S_{ЦАП\ Вых}(F)$ – СПМ фазовых шумов на выходе ЦАП; $S_{ОГ}(F)$ – СПМ фазовых шумов опорного (тактового) генератора; $S_{ЦАП}(F)$ – СПМ собственных фазовых шумов цифро-аналогового преобразователя.

Математические модели шумовых характеристик устройств прямого цифрового синтеза представлены в работах [26, 75, 93-95 и др]. СПМ собственных шумов устройств прямого цифрового синтеза включает СПМ естественных (тепловых) шумов и фазовых фликкер-шумов.

Существуют различные подходы при моделировании собственных шумов устройств прямого цифрового синтеза.

Имея экспериментально полученные значения СПМ фазовых шумов синтезатора частот, собственные шумы ЦАП могут быть определены из выражения (3.16) при исключении шумов опорного генератора, однако при этом высока вероятность появления ошибок [95]. Значение собственных фазовых шумов ЦАП может быть получено при измерении остаточного фазового шума (англ. residual phase noise). При таком измерении общая нежелательная шумовая составляющая подавляется путём суммирования колебаний от нескольких когерентных источников [96, 97]. Однако такие измерения не всегда доступны и требуют наличия дорогостоящего оборудования.

В [50, 93, 98-103] приводится методика, позволяющая построить математическую модель СПМ фазовых шумов ЦВС на основе экспериментально полученных значений фазового шума синтезатора частот в соответствии с выражением:

$$S_{ЦАП\ R}(F) = K_{ЦАП}^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + (10^{k_3} + S_{КВ}) \left(\frac{\left(\frac{\pi |n_{ОБР} \cdot f_{ОГ} + f_{ЦАП}|}{f_{ОГ}} \right)^2}{\sin \left(\pi \frac{|n_{ОБР} \cdot f_{ОГ} + f_{ЦАП}|}{f_{ОГ}} \right)} \right), \quad (3.17)$$

где k_1, k_2, k_3, k_4 – коэффициенты, определяющие уровень различных типов шумов; $f_{ЦАП}$ – выходная частота ЦАП; $f_{ОГ}$ – частота опорного генератора; $n_{ОБР}$ – номер об-
раза основной частоты; $K_{ЦАП} = \frac{f_{ЦАП}}{f_{ОГ}}$ – коэффициент передачи ЦАП по частоте;

$$S_{KB} = 2^{-2N_{\text{ЦАП}} - 0.59} \left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОГ}}^2} \right) - \text{шумы квантования ЦАП; } N_{\text{ЦАП}} - \text{число разрядов ЦАП.}$$

Коэффициент k_1 модели определяет уровень фликкер-шумов $1/F$ для линейного участка в диапазоне частот 100-10000 Гц, для наименьшего $K_{\text{ЦАП}}$. Уровень белого частотного шума $1/F^2$ определяется коэффициентом k_2 при минимальной частоте отстройки F для наименьшего известного отношения $K_{\text{ЦАП}}$ [19].

Естественная шумовая составляющая описывается коэффициентами k_3 и k_4 , которые определяются на частотах отстройки $F \geq 1$ МГц, когда фликкер-шумы равны нулю, для максимального и минимального отношения $K_{\text{ЦАП}}$ соответственно [50].

Для высокоскоростного ЦАП AD9739 было проведено моделирование СПМ фазового шума с использованием экспериментальных данных, приведённых в [104]. Полученные значения коэффициентов k_1, k_2, k_3, k_4 , буквенные обозначения шумовых составляющих и выражения для расчёта их вклада в общий уровень СПМ фазовых шумов для модели (3.17) приведены в таблице 3.2. Результаты моделирования СПМ фазового шума ЦАП AD9739 на основе выражения (3.17) с вкладами всех составляющих модели, при $f_{\text{ЦАП}} = 260$ МГц, $f_{\text{ОГ}} = 2000$ МГц приведены на рисунке 3.4.

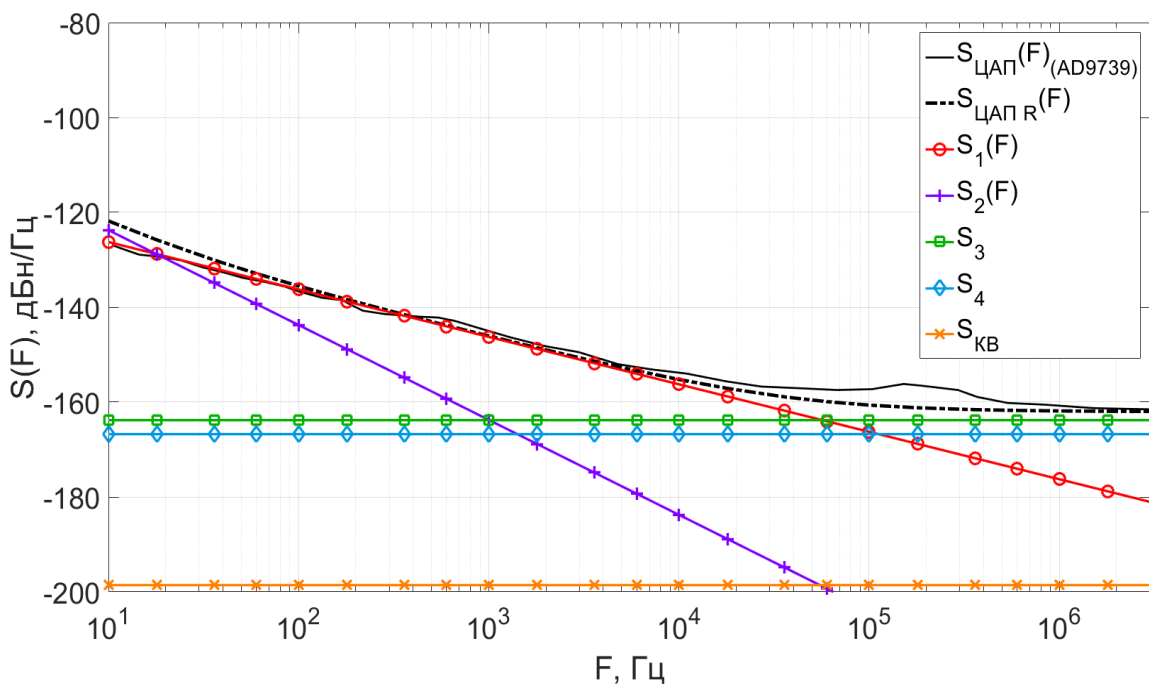


Рисунок 3.4 – Результаты моделирования СПМ фазового шума ЦАП AD9739 в режиме NRZ на основе выражения (3.17), при $f_{\text{ЦАП}} = 260$ МГц, $f_{\text{ОГ}} = 2000$ МГц

Из рисунка 3.4 видно, что шумы квантования S_{KB} вносят незначительный вклад по сравнению с другими составляющими.

Определить СПМ фазового шума высокоскоростного ЦАП возможно при оценке эквивалентного шума внутренних ячеек преобразования [13, 105, 108]. Полный эквивалентный шум ЦАП с учётом шума внутренних ячеек преобразования, построенных на основе МОП-транзисторов, будет описываться [105] выражением:

$$S_{\text{ЦАП Н}}(F) = \left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОГ}}} \right)^2 L \left(K_h (S_{u\phi}(F) + S_u) (2\pi f_{\text{ОГ}})^2 + 2\Delta t^2 (2\pi)^2 f_{\text{ОГ}} \right) + S_H + S_{KB}, \quad (3.18)$$

где L – число ячеек преобразования ЦАП; K_h – обобщенный коэффициент влияния параметров транзисторов ячейки преобразования; $S_{u\phi}(F)$ – СПМ фликкер шума создаваемая источником тока; S_u – СПМ теплового шума канала транзистора; S_H – СПМ теплового шума сопротивления нагрузки; S_{KB} – шумы квантования; Δt^2 – шумовые токи вызывающие смещения фронтов выходных импульсов.

На рисунке 3.5 приведены результаты моделирования СПМ фазового шума ЦАП AD9739 на основе выражения (3.18) с вкладами всех составляющих модели, при $f_{\text{ЦАП}} = 260$ МГц, $f_{\text{ОГ}} = 2000$ МГц.

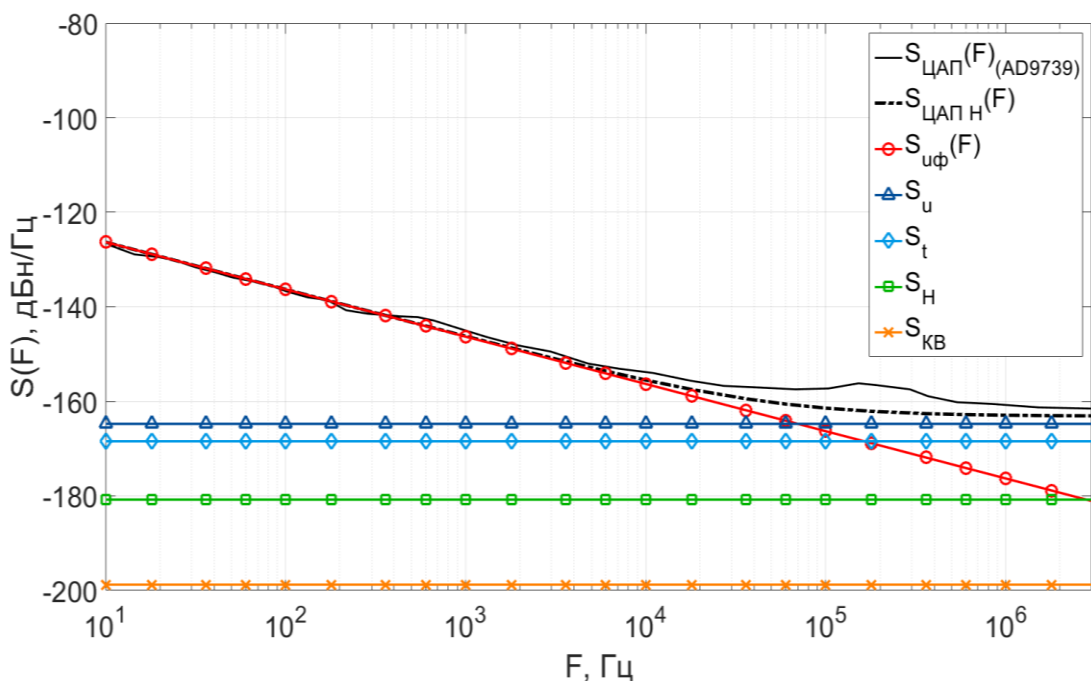


Рисунок 3.5 – Результаты моделирования СПМ фазового шума ЦАП AD9739 в режиме NRZ на основе выражения (3.18), при $f_{\text{ЦАП}} = 260$ МГц, $f_{\text{ОГ}} = 2000$ МГц

Основной вклад в модели (3.18) вносят фликкер-шум источника тока $S_{u\phi}(F)$ и тепловой шум канала транзистора S_u , а уровень шума зависит от параметров транзисторов K_h и числа ячеек преобразования L [105].

Данная модель позволяет исследовать СПМ фазового шума ЦАП с учётом изменения температуры окружающей среды. Основной сложностью при построении модели данного типа является необходимость детального анализа структуры устройства для определения эквивалентного количества ячеек преобразования и параметров транзисторных ячеек.

Другой подход к оценке СПМ фазовых шумов ЦАП описан в работах [94, 104, 106, 107] позволяет на основе экспериментальных измерений получить коэффициенты для модели на основе выражения (3.19).

$$S_{\text{ЦАП}k}(F) = \frac{f_{\text{ЦАП}}^2}{f_{\text{ОГ}}^3} h_{0\phi} + \frac{f_{\text{ЦАП}}^2}{f_{\text{ОГ}}} h_{0t} + S_{L0} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОГ}}}\right)}{\frac{\pi f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОГ}}}} \right)^{-2} + \left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОГ}}} \right)^2 \left(\frac{h_{-1\phi}}{F^{\gamma_2}} \right) + f_{\text{ЦАП}}^2 \left(\frac{h_{-1t}}{F^{\gamma_1}} \right), \quad (3.19)$$

здесь $h_{0\phi}$, $h_{-1\phi}$ – коэффициенты естественных и фликкерных флуктуаций в тракте приёма и распределения тактовых сигналов соответственно, h_{0t} – коэффициент флуктуации времени распространения тактового колебания; h_{-1t} – коэффициент флуктуаций задержки переключения разрядов ЦВС; γ_1 , γ_2 – показатели степени фликкерных флуктуаций при отстройке F от несущей частоты; S_{L0} – естественная составляющая вызванная флуктуациями источников разрядных токов ЦАП.

В модели (3.19) коэффициенты $h_{0\phi}$ и $h_{-1\phi}$ определяются с учётом скорости нарастания напряжения SR для негармонического тактового сигнала или амплитуды напряжения гармонического тактового колебания V_0 с учётом отношения к полосе частот тракта приёма и распределения тактового колебания β_d (см. таблицу 3.2).

Результат моделирования СПМ фазового шума ЦАП AD9739 на основе выражения (3.19) с вкладами всех составляющих модели, при $f_{\text{ЦАП}} = 260$ МГц, $f_{\text{ОГ}} = 2000$ МГц приведён на рисунке 3.6.

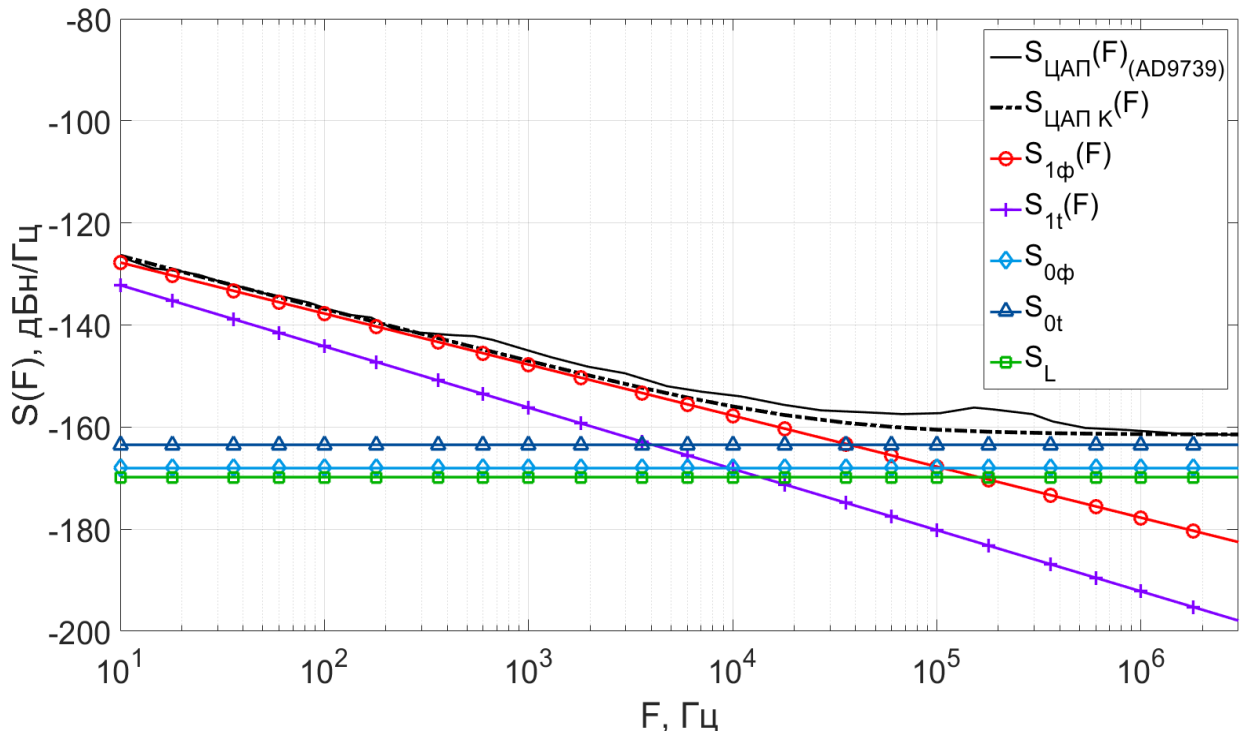


Рисунок 3.6 – Результаты моделирования СПМ фазового шума ЦАП AD9739 в режиме NRZ на основе выражения (3.19), при $f_{ЦАП} = 260$ МГц, $f_{ОГ} = 2000$ МГц

Выражения для расчёта шумовых составляющих в моделях СПМ фазовых шумов ЦАП на основе формул (3.17), (3.18), (3.19) приведены в таблице 3.2

Таблица 3.2 – Выражения для расчёта шумовых составляющих в моделях СПМ фазовых шумов ЦАП

Тип шума	Модель	Обозначение шумовой составляющей	Выражение для определения шумовой составляющей	Выражение для учёта вклада шумовой составляющей	Значение коэффициента
Шум 1/F	(3.17)	$S_I(F)$	$\frac{10^{k_I}}{F}$	$\left(\frac{f_{ЦАП}}{f_{ОГ}}\right)^2 S_I(F)$	$k_I = -10$
	(3.18)	$S_{I\phi}(F)$	$\frac{h_{-1\phi}}{V_0^2} \frac{1}{F^{\gamma^2}}$	$\left(\frac{f_{ЦАП}}{f_{ОГ}}\right)^2 S_{I\phi}(F)$	$\frac{h_{-1\phi}}{V_0^2} = 10^{-10}$ $\gamma^2 = 1,0$
			$\frac{4\pi^2 h_{-1\phi}}{SR^2} \frac{1}{F^{\gamma^2}}$	$f_{ЦАП}^2 S_{I\phi}(F)$	
(3.19)	$S_{u\phi}(F)$	$\frac{S_u f_{\Pi}}{F}$	$\left(\frac{f_{ЦАП}}{f_{ОГ}}\right)^2 \left(L(K_h(S_{u\phi}(F))) (2\pi f_{ОГ})^2\right)$	$f_{\Pi} = 7 \cdot 10^4$ $L = 64$ $K_h = 10^{-18,8}$	

Продолжение таблицы 3.2

Тип шума	Модель	Обозначение шумовой составляющей	Выражение для определения шумовой составляющей	Выражение для учёта вклада шумовой составляющей	Значение коэффициента
Шум $1/F^\gamma$	(3.17)	$S_2(F)$	$\frac{10^{k_2}}{F^2}$	$\left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОР}}}\right)^2 S_2(F)$	$k_2 = -9,4$
	(3.18)	$S_{1t}(F)$	$\frac{h_{-1t}}{F^{\gamma_1}}$	$f_{\text{ЦАП}}^2 S_{1t}(F)$	$h_{-1t} = 10^{-28,9}$ $\gamma_1 = 1,15$
	(3.19)	—	—	—	—
Естественный шум тракта распределения тактовых сигналов	(3.17)	S_4	10^{k_4}	$\left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОР}}}\right)^2 S_4$	$k_4 = -14,9$
	(3.18)	$S_{0\phi}$	$\frac{h_{0\phi} B_d}{V_0^2} \frac{1}{f_{\text{ОР}}}$	$\left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОР}}}\right)^2 S_{0\phi}(F)$	$\frac{h_{0\phi} \cdot B_d}{V_0^2} = 10^{-5,8}$
			$\frac{4\pi^2 h_{0\phi} B_d}{SR^2} \frac{1}{f_{\text{ОР}}}$	$f_{\text{ЦАП}}^2 S_{0\phi}(F)$	
(3.19)	S_t	$2\Delta t^2$	$\left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОР}}}\right)^2 (L S_M (2\pi)^2 f_{\text{ОР}})$	$\Delta t = 10^{-13,84}$ $L = 64$	
Естественный шум задержки переключения разрядов ЦАП	(3.17)	—	—	—	—
	(3.18)	S_{0t}	$\frac{h_{0t}}{f_{\text{ГОЧ}}}$	$f_{\text{ЦАП}}^2 S_{0t}$	$h_{0t} = -10^{-23,9}$
	(3.19)	S_u	$\frac{2}{3} \frac{4kT}{g_m}$	$\left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{ОР}}}\right)^2 (L(K_h(S_u))(2\pi f_{\text{ОР}})^2)$	$g_m = 10^{-3,0}$ $L = 64$ $K_h = 10^{-18,8}$

Продолжение таблицы 3.2

Тип шума	Мо- дель	Обозна- чение шу- мовой со- ставляю- щей	Выражение для определения шумовой состав- ляющей	Выражение для учёта вклада шумовой составляющей	Значение коэффици- ента
Шумы цепей нагрузки	(3.17)	S_3	10^{k_3}	$S_3 \frac{\left(\frac{\pi n_{OBR} \cdot f_{OG} + f_{ЦАП} }{f_{OG}} \right)^2}{\sin \left(\pi \frac{ n_{OBR} \cdot f_{OG} + f_{ЦАП} }{f_{OG}} \right)}$	$k_3 = -16,5$
	(3.18)	S_L	S_{L0}	$S_{L0} \frac{\left(\frac{\sin \left(\frac{\pi f_{ЦАП}}{f_{OG}} \right)}{f_{OG}} \right)^{-2}}{\frac{\pi f_{ЦАП}}{f_{OG}}}$	$S_{L0} = -17,0$
	(3.19)	S_H	$4kT \left(R_H \frac{R_0}{L} \right)$	S_H	$R = 50 \text{ Ом}$ $L = 64$
Шум квантования	(3.17)	S_{KB}	$2^{-2N_{ЦАП}-0,59} \left(\frac{f_{ЦАП}}{f_{OG}^2} \right)$	$S_{KB} \frac{\left(\frac{\pi n_{OBR} \cdot f_{OG} + f_{ЦАП} }{f_{OG}} \right)^2}{\sin \left(\pi \frac{ n_{OBR} \cdot f_{OG} + f_{ЦАП} }{f_{OG}} \right)}$	$N_{ЦАП} = 16$
	(3.18)	–	–	–	–
	(3.19)	S_{KB}	$2^{-2N_{ЦАП}-0,59} \left(\frac{f_{ЦАП}}{f_{OG}^2} \right)$	S_{KB}	$N_{ЦАП} = 16$

На основе анализа выражений, приведённых в таблице 3.2, можно выделить шесть основных составляющих, которые определяют общий уровень собственных (вносимых) фазовых шумов ЦАП. Фликкерная составляющая, обусловлена флуктуациями в тракте распределения тактового сигнала и шумами при переключении источников тока ЦАП, описывается составляющими $1/F^\gamma$, где показатель γ принимает значения близкие единицы. При этом в моделях (3.18), (3.19) составляющая шумов типа $1/F$ практически не зависит от тактовой частоты. В модели (3.17) составляющая шума типа $1/F^2$ обусловлена влиянием шумов тактового генератора при отстройках менее 1 кГц и может быть исключена [95].

Вклад шумов квантования для ЦАП с разрядностью $N_{\text{ЦАП}} \geq 12$ пренебрежимо мал, что позволяет не учитывать их при расчётах [93].

Естественные шумы эквивалентны вкладу теплового шума нагрузки, шума транзисторных ячеек ЦАП и тракта передачи тактового сигнала. В моделях [17, 19, 101] при оценке естественных фазовых шумов ЦВС, использующих образы, частотная зависимость обратно пропорционально квадрату огибающей спектра формируемого сигнала. Учитывая, что составляющие фазового шума ЦАП имеют аналогичную с ЦВС зависимость от коэффициента передачи [102-105], модель для расчета СПМ собственных фазовых шумов высокоскоростных ЦАП должна включать коэффициент $K_{\text{ЦАП ОБР}}$, который учитывает изменение амплитудной характеристики ЦАП в специальных режимах работы. Выражения для определения коэффициента $K_{\text{ЦАП ОБР}}$ в различных режимах работы высокоскоростных ЦАП, приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Выражения для определения коэффициента $K_{\text{ЦАП ОБР}}$ в различных режимах работы высокоскоростных ЦАП

Режим работы ЦАП	Выражение для определения коэффициента $K_{\text{ЦАП ОБР}}$
NRZ	$\left(\frac{(\pi n_{\text{ОБР}} \cdot f_{\text{ОГ}} + f_{\text{ЦАП}} \div f_{\text{ОГ}})}{\sin(\pi n_{\text{ОБР}} \cdot f_{\text{ОГ}} + f_{\text{ЦАП}} \div f_{\text{ОГ}})} \right)^2$
RZ	$\left(\frac{\pi n_{\text{ОБР}} \cdot f_{\text{ОГ}} + f_{\text{ЦАП}} \div f_{\text{ОГ}}}{\sin\left(\frac{\pi}{2} n_{\text{ОБР}} \cdot f_{\text{ОГ}} + f_{\text{ЦАП}} \div f_{\text{ОГ}}\right)} \right)^2$
RF (MIX)	$\left(\frac{\frac{\pi}{2} n_{\text{ОБР}} \cdot f_{\text{ОГ}} + f_{\text{ЦАП}} \div f_{\text{ОГ}}}{\left(\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot n_{\text{ОБР}} \cdot f_{\text{ОГ}} + f_{\text{ЦАП}} \div f_{\text{ОГ}}\right) \right)^2} \right)^2$

В [34] оценка шумов ЦАП проводится на основе метода сложения мощностей нескольких независимых источников колебаний. Такой подход позволяет получить выражения для определения коэффициента $K_{ЦАП\ ОБР}$ в различных режимах работы с учётом амплитудных и фазовых шумов на выходе ЦАП.

На основе проведённого анализа для расчета СПМ собственных фазовых шумов высокоскоростных ЦАП представим модель в виде:

$$S_{ЦАП\ Г}(F) = K_{ЦАП}^2 10^{k_{4.1}} + K_{ЦАП}^2 \frac{10^{k_{1.1}}}{F} + 10^{k_{3.1}} K_{ЦАП\ ОБР}, \quad (3.20)$$

где $K_{ЦАП\ ОБР}$ – коэффициент изменения амплитудной характеристики ЦАП в зависимости от режима работы. Значения коэффициентов $k_{1.1}$, $k_{3.1}$, $k_{4.1}$ для модели (3.20) могут быть определены на основе известных методик, используемых в [19, 95, 101-103]. Для модели СПМ собственных фазовых шумов ЦАП AD9739 получены следующие значения коэффициентов: $k_{1.1} = -9,8$; $k_{3.1} = -16,46$; $k_{4.1} = -14,52$.

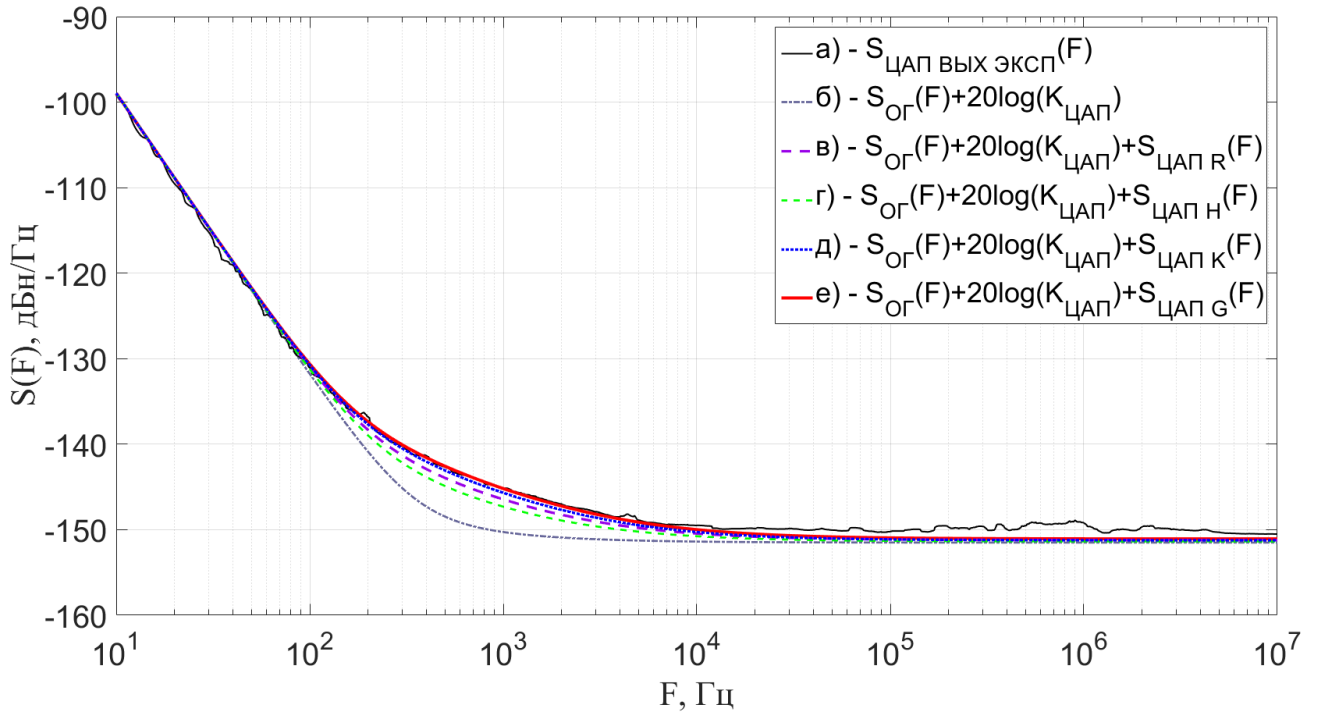
В модели (3.20) отсутствие зависимости фликкерных шумов от режима работы справедливо для рассматриваемого диапазона частот $0,2 f_{ОГ} < f_{ЦАП} < 0,5 f_{ОГ}$ в режимах NRZ, RZ и $0,5 f_{ОГ} < f_{ЦАП} < 1,5 f_{ОГ}$ в режиме RF [106].

Применив выражение (3.16) для учёта вклада фазового шума опорного генератора ($S_{ОГ}(F) + 20 \log(K_{ЦАП})$) с использованием моделей (3.17-3.20), были получены теоретические характеристики СПМ синтезатора частот на основе ЦАП AD9739.

С помощью анализатора FSWP [96] проведены измерения СПМ фазовых шумов на выходе микросхемы MXT2139 [109], которая является полным функциональным аналогом ЦАП AD9739. Измерения проводились для режимов работы NRZ, RZ, RF (MIX) при $f_{ОГ} = 1344$ МГц и $f_{ЦАП} = 151$ МГц, 184 МГц, 219 МГц.

На рисунке 3.7 приведено сравнение экспериментально полученной зависимости СПМ фазовых шумов синтезатора частот на основе ЦАП MXT2139 в режиме работы NRZ, при $f_{ЦАП} = 151$ МГц, $f_{ОГ} = 1344$ МГц ($S_{ЦАП\ ВЫХ\ ЭКСП}$), с теоретическими характеристиками, полученными на основе выражения (3.16).

Из рисунка 3.7 видно, что теоретические характеристики (кривые *в-е*), полученные с использованием моделей (3.17-3.20), имеют не значительное отклонение от экспериментальной зависимости $S_{ЦАП\ ВЫХ\ ЭКСП}$ на отстройке от 100 Гц до 10 кГц. При этом на остальных отстройках частоты определяющий вклад вносят шумы опорного генератора, приведённые к выходной частоте ЦАП (кривая *б*).



а) – экспериментальная характеристика ($S_{\text{ЦАП Вых Эксп}}(F)$)

б) – вклад шумов опорного генератора ($S_{\text{ОГ}}(F)+20\log(K_{\text{ЦАП}})$)

в) – теоретическая характеристика, полученная с использованием модели 3.17 ($S_{\text{ЦАП R}}(F)$)

г) – теоретическая характеристика, полученная с использованием модели 3.18 ($S_{\text{ЦАП H}}(F)$)

д) – теоретическая характеристика, полученная с использованием модели 3.19 ($S_{\text{ЦАП K}}(F)$)

е) – теоретическая характеристика, полученная с использованием модели 3.20 ($S_{\text{ЦАП G}}(F)$)

Рисунок 3.7 – СПМ фазовых шумов синтезатора частот на основе ЦАП

МХТ2139 в режиме NRZ, при $f_{\text{ЦАП}} = 151$ МГц, $f_{\text{ОГ}} = 1344$ МГц

Учитывая, что исходные данные имеют погрешность σ , обусловленную ошибками при измерениях фазового шума в соответствии с правилом трёх сигм [89], для оценки качества моделей СПМ фазовых шумов примем условие:

$$\left(\bar{\varepsilon}_{\text{ср}} \leq \sigma\right) \wedge \left(\bar{\varepsilon}_{\text{макс}} \leq 3\sigma\right). \quad (3.21)$$

При выполнении условия (3.21) средняя ошибка аппроксимации не будет превышать погрешность прибора, а максимальная ошибка с вероятностью 95% будет находиться в пределах погрешности измерения.

Результаты оценки качества моделей при определении СПМ фазовых шумов синтезатора частот на основе высокоскоростного ЦАП МХТ2139 приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 – Результаты оценки качества моделей СПМ фазовых шумов синтезатора частот на основе высокоскоростного ЦАП МХТ2139

Номер формулы	Средняя ошибка аппроксимации, $\bar{\varepsilon}_{\text{cp}}$		Максимальная ошибка аппроксимации, $\bar{\varepsilon}_{\text{макс}}$		Индекс корреляции, R
	%	дБ	%	дБ	
(3.17)	0,696	0,998	1,546	2,303	0,9968
(3.18)	0,921	1,326	1,770	2,501	0,9943
(3.19)	0,549	0,785	1,557	2,318	0,9977
(3.20)	0,440	0,623	1,446	2,154	0,9984

Полученные значения ошибок для всех трёх моделей находятся в пределах погрешности измерений фазового шума (σ) для измерительного прибора [96] которая на отстройках частоты $10 \text{ Гц} \leq F < 1 \text{ МГц}$, составляет не более 1,5 дБ. Модель СПМ фазовых шумов на основе выражения (3.20) показывает максимальное значение индекса корреляции, поэтому она выбрана для последующих расчётов.

Результаты моделирования на основе выражения (3.20) и измеренные значения СПМ фазовых шумов синтезатора частот на основе ЦАП МХТ2139 в режиме MIX для образа во второй и четвёртой зонах Найквиста приведены на рисунке 3.8.

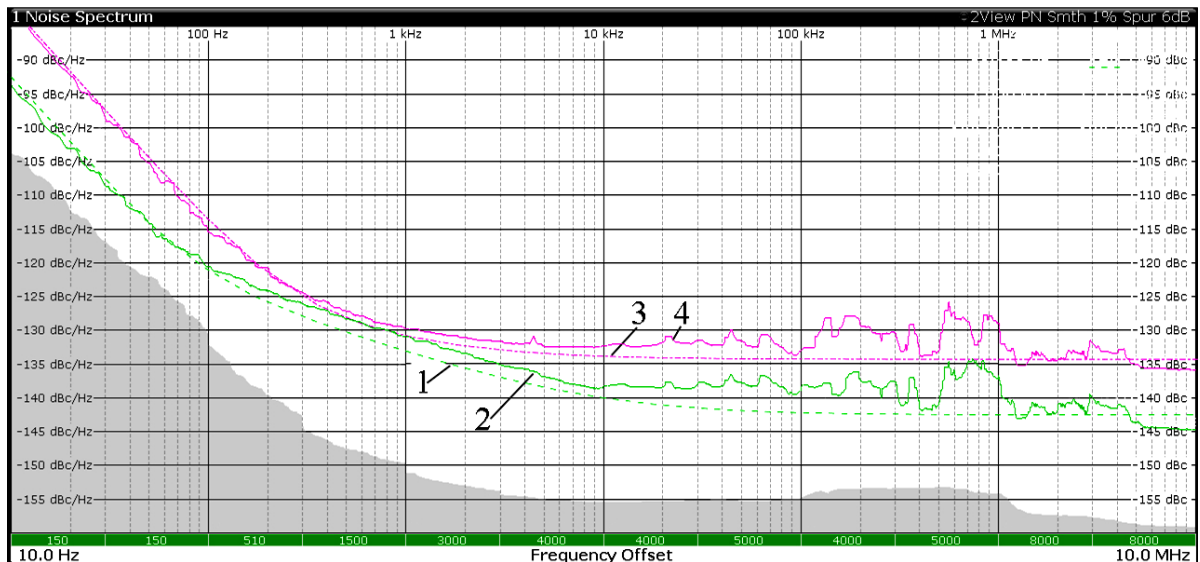


Рисунок 3.8 – СПМ фазовых шумов синтезатора частот

на основе ЦАП МХТ2139 в режиме RF (MIX) при $f_T = 1344 \text{ МГц}$:

результат моделирования (1) и результат измерения (2) для $n_{\text{ОБР}} = -1$ при $f_{\text{ОБР}} = 453,3 \text{ МГц}$; результат моделирования (3) и результат измерения (4)

для $n_{\text{ОБР}} = -2$ при $f_{\text{ОБР}} = 1125,3 \text{ МГц}$

Приведённые на рисунке 3.8 шумовые характеристики показывают, что модель на основе выражения (3.20) позволяет определить СПМ фазовых шумов синтезатора частот на основе ЦАП МХТ2139 при работе в режиме MIX с использованием образов основной частоты, при этом для отстроек частоты менее 100 кГц, где проявляется влияние шумов ЦАП отклонение составляет не более чем 3дБ.

Предложенная модель на основе выражения (3.20) удовлетворяет условию адекватности и может быть построена на основе ограниченного набора экспериментальных данных, что позволяет использовать её для оценки СПМ фазовых шумов высокоскоростных ЦАП в различных режимах работы.

3.4 Математическое моделирование шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы

Для построения частотно-зависимой математической модели необходимо учесть все источники фазовых шумов, каждого функционального звена. Для этого воспользуемся методологией [4-9] для определения собственных фазовых шумов отдельных звеньев и определим структуру формирователя со всеми источниками фазовых шумов. Для каждого канала формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы составим обобщённую структурную схему, учитывающую все источники фазовых шумов.

На рисунках 3.9, 3.10 представлены структурные схемы трактов формирования сигналов гетеродина и передатчика со всеми источниками фазовых флуктуаций.

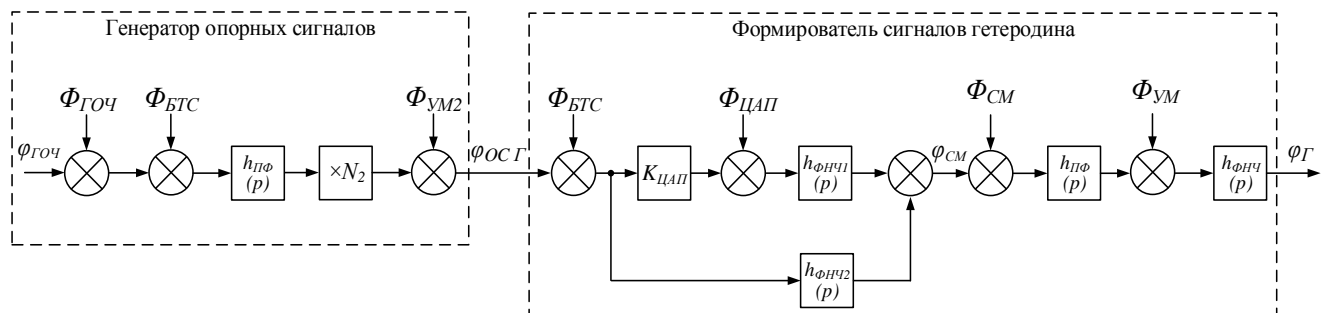


Рисунок 3.9 – Структурная схема тракта формирования сигналов гетеродина со всеми источниками фазовых флуктуаций

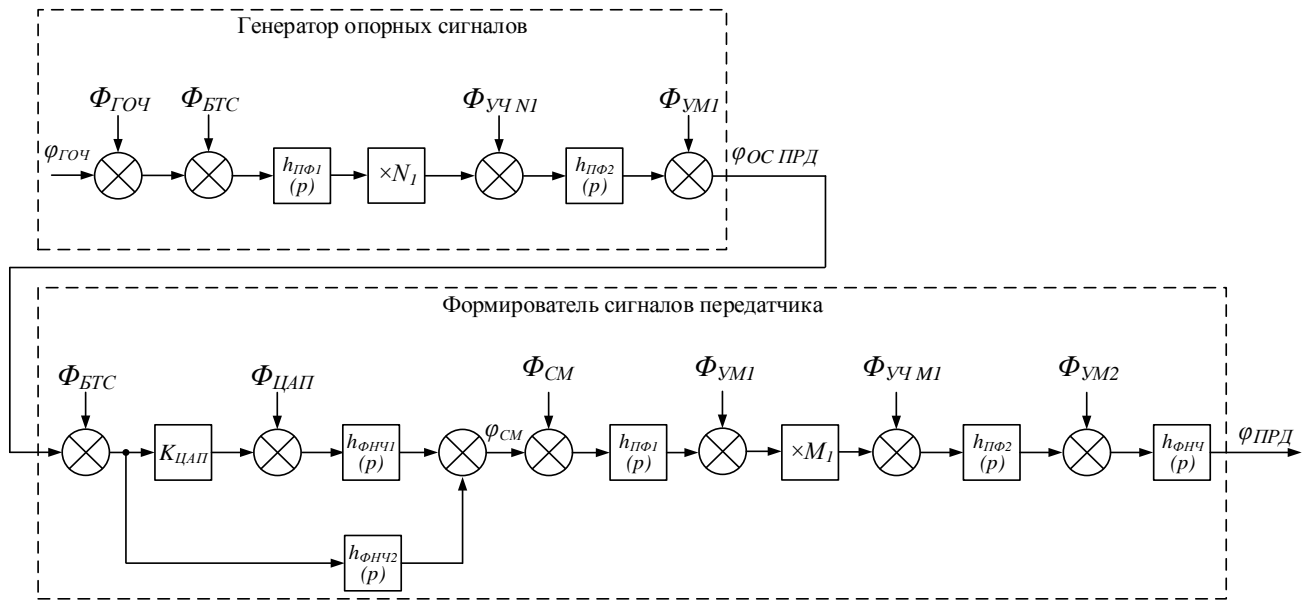


Рисунок 3.10 – Структурная схема тракта формирования сигналов передатчика со всеми источниками фазовых флуктуаций

На рисунках 3.9, 3.10 применены следующие обозначения: $\varphi_{ГОЧ}$, $\varphi_{СМ}$, $\varphi_{ВЫХ}$ – фаза сигнала генератора опорной частоты, смесителя частоты и сигнала на выходе формирователя соответственно; $\Phi_{ГОЧ}$ – флуктуации фазы ГОЧ; $\Phi_{УЧ N_i}$, $\Phi_{УЧ M_i}$ – флуктуации фазы умножителей частоты с коэффициентами N_i , M_i ; $\Phi_{УМ}$, $\Phi_{БТС}$, $\Phi_{ЦАП}$, $\Phi_{СМ}$ – эквивалентные флуктуации фазы усилителя мощности, буфера тактовых сигналов, ЦАП, и смесителя частоты соответственно; $h_{ПФ}(p)$, $h_{ФНЧ}(p)$ – передаточные функции ПФ и ФНЧ, где $p = j2\pi F$.

Поскольку полоса пропускания фильтров значительно шире максимальной анализируемой частоты отстройки, передаточные характеристики фильтров могут не учитываться в модели. Заменяв флуктуации фазы на СПМ фазовых шумов отдельных звеньев схемы получим модели СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе для генератора опорных сигналов и формирователей сигналов передатчика и гетеродина.

Модели СПМ фазовых шумов генератора опорных сигналов с частотами $f_{осГ}$ и $f_{осПРД}$, будут описываться выражениями (3.22) и (3.23) соответственно.

$$S_{осГ}(F) = (S_{ГОЧ}(F) + S_{БТС}(F)) \cdot N_1^2 + S_{УМ}(F), \quad (3.22)$$

$$S_{осПРД}(F) = (S_{ГОЧ}(F) + S_{БТС}(F)) \cdot N_2^2 + S_{УЧ}(F) + S_{УМ}(F), \quad (3.23)$$

где $S_{ГОЧ}(F)$, $S_{БТС}(F)$, $S_{УЧ}(F)$, $S_{УМ}(F)$ – СПМ фазовых шумов ГОЧ, БТС, умножителя частоты и усилителя мощности соответственно; N_i – коэффициенты умножения опорной частоты.

Результаты моделирования СПМ фазовых шумов генератора опорных сигналов с учётом вклада различных звеньев приведены на рисунках 3.11 и 3.12.

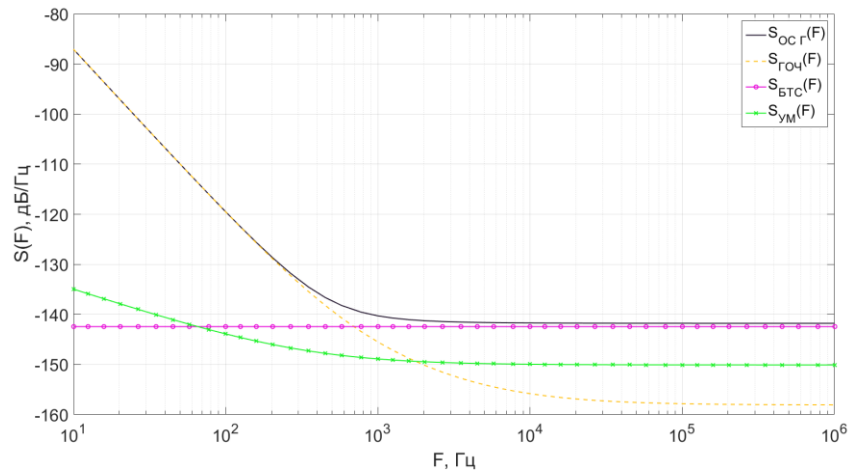


Рисунок 3.11 – Результат моделирования СПМ фазовых шумов опорного сигнала гетеродина и вклады его звеньев, при $f_{осГ} = 672$ МГц

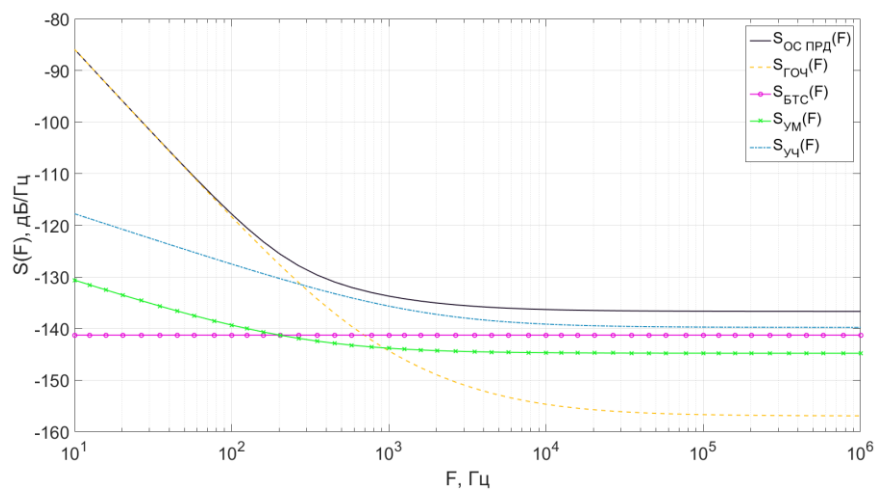


Рисунок 3.12 – Результат моделирования СПМ фазовых шумов опорного сигнала формирователя и вклады его звеньев, при $f_{осПРД} = 768$ МГц

На рисунках 3.10 и 3.11 вклады СПМ фазовых шумов ГОЧ, БТС, умножителя частоты и усилителя мощности приведены с учётом преобразования частоты в каждом каскаде. На отстройках частоты 100-150 Гц и менее определяющий вклад в уровень СПМ фазовых шумов вносит ГОЧ. При отстройках частот более 1 кГц значительный вклад вносят шумы умножителей (для частоты $f_{OC\text{ ПРД}}$), а также шумы БТС. Вклад собственных шумов УМ оказывают незначительное влияние на результирующий уровень фазового шума.

СПМ фазовых шумов формирователя сигнала гетеродина будет описываться выражением:

$$S_{\Gamma}(F) = \left(\begin{array}{l} (S_{OC\Gamma}(F) + S_{БТС}(F)) \cdot K_{ЦАП}^2 + \\ + S_{ЦАП}(F) + S_{OC\Gamma}(F) + S_{БТС}(F) \end{array} \right) + \frac{S_{СМ}(F)}{K_{СМ}} + S_{УМ}, \quad (3.24)$$

где $S_{БТС}(F)$, $S_{УМ}(F)$, $S_{СМ}(F)$ – СПМ фазовых шумов ГОЧ, БТС, усилителя мощности и смесителя соответственно; $K_{СМ}$ – коэффициент преобразования смесителя частоты по мощности (единица если нет ухудшения сигнал / шум).

С учётом дополнительного умножителя частоты с коэффициентом M_I и усилителя мощности выражение для определения СПМ фазовых шумов формирователя сигналов передатчика примет вид:

$$S_{ПРД}(F) = \left(\begin{array}{l} (S_{OC\text{ ПРД}}(F) + S_{БТС}(F)) \cdot K_{ЦАП}^2 + S_{ЦАП}(F) + \\ + (S_{OC\text{ ПРД}}(F) + S_{БТС}(F)) + \frac{S_{СМ}(F)}{K_{СМ}} + S_{УЧ}(F) \end{array} \right) \cdot M_I^2 + S_{УМ}(F). \quad (3.25)$$

Вклады звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов формирователей сигналов гетеродина и передатчика приведены на рисунках 3.12 - 3.14, соответственно.

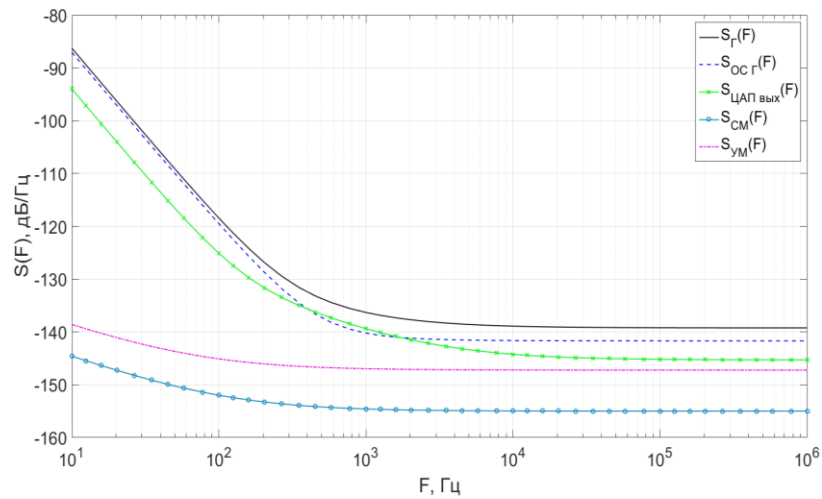


Рисунок 3.12 – Результат моделирования СПМ фазовых шумов формирователя сигнала гетеродина и вклады его звеньев при $f_G = 823$ МГц

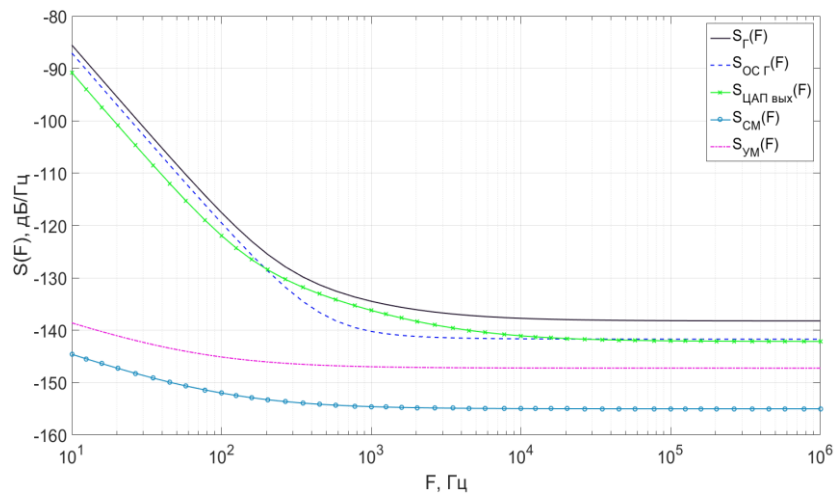


Рисунок 3.13 – Результат моделирования СПМ фазовых шумов формирователя сигнала гетеродина и вклады его звеньев при $f_G = 891$ МГц

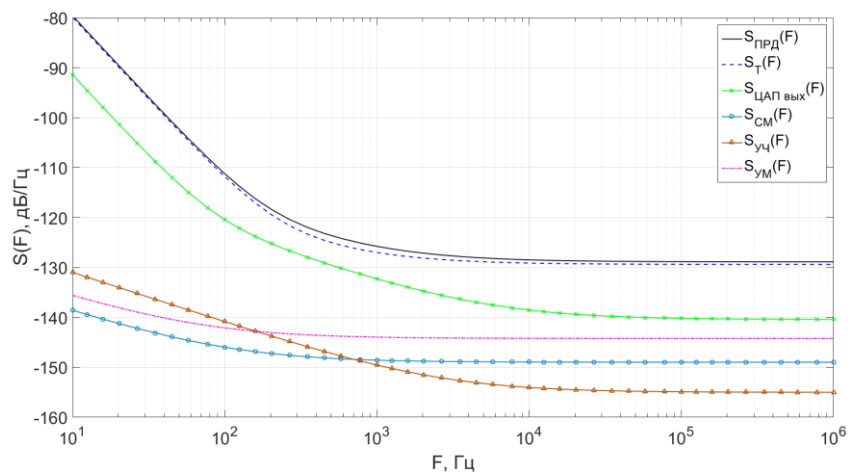


Рисунок 3.14 – Результат моделирования СПМ фазовых шумов формирователя сигнала передатчика и вклады его звеньев, при $f_{\text{ПРД}} = 1130$ МГц

На рисунках 3.12-3.14 видно, что определяющий вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов вносит ГОЧ. Для гетеродина вклад шумов ЦАП на отстройках частот более 100 Гц и менее 10 кГц превышает шумы опорного сигнала, причём его значение увеличивается с ростом частоты.

3.4.1 Математическое моделирование шумовых характеристик формирователя сигналов S диапазона частот на основе высокочастотных ЦАП

Составим математические модели СПМ фазовых шумов трёх вариантов реализации формирователя сигналов S диапазона частот с номерами 3, 5, 7, приведёнными в таблице 2.4. Учитывая вклад всех функциональных звеньев схем, приведённых на рисунке 2.23, запишем математические модели СПМ фазовых шумов для каждого варианта реализации формирователя $S_{B.3}$, $S_{B.5}$, $S_{B.7}$, в виде выражений (3.26), (3.27), (3.28), соответственно:

$$S_{B.3}(F) = \left(S_{TB.3}(F) \left(\frac{f_{ЦАП B.3} + f_{TB.3}}{f_{TB.3}} \right)^2 + S_{ЦАП B.3}(F) + S_{УМ}(F) \right) \cdot M^2 + S_{УЧ}(F) + S_{ВУМ}(F), \quad (3.26)$$

$$S_{B.5}(F) = \left(\left(S_{TB.5}(F) \cdot \left(\frac{f_{ЦАП B.5}}{f_{TB.5}} \right)^2 + S_{ЦАП B.5}(F) + \frac{S_{СМ}(F)}{K_{СМ}} \right) \cdot M^2 + S_{УЧ}(F) + S_{ВУМ}(F) \right), \quad (3.27)$$

$$+ (S_{TB.5}(F) \cdot N^2 + S_{УЧ}(F))$$

$$S_{B.7}(F) = \left(S_{TB.7}(F) \cdot \left(\frac{f_{ЦАП B.7}}{f_{TB.7}} \right)^2 + S_{ЦАП B.7}(F) + \frac{S_{СМ}(F)}{K_{СМ}} + S_{ВУМ}(F) \right), \quad (3.28)$$

$$+ (S_{TB.7}(F) \cdot N^2 + S_{УЧ}(F))$$

где $S_{TB.x}(F)$, $S_{УЧ}(F)$, $S_{СМ}(F)$, $S_{УМ}(F)$, $S_{ВУМ}(F)$ – СПМ фазовых шумов тактового сигнала, умножителя частоты, смесителя частоты, усилителя мощности и выходного усилителя мощности соответственно; $K_{СМ}$ – коэффициент преобразования смесителя частоты по мощности; $f_{TB.x}$ – тактовая частота ЦАП соответствующего варианта реализации; $f_{ЦАП B.x}$ – максимальная частота на выходе ЦАП для варианта реализации в соответствии с таблицей 2.4; $S_{ЦАП B.x}(F)$ – СПМ собственных фазовых шумов соответствующего ЦАП.

Для описания СПМ фазовых шумов ЦАП в специальных режимах работы применим разработанную математическую модель (3.20). При моделировании СПМ фазовых шумов функциональных звеньев схем используем модели двойного балансного умножителя частоты и пассивного смесителя частоты, приведённые в пункте 4.2.2. В качестве источника опорного сигнала воспользуемся известной моделью малошумящего генератора R&S®SMA100A [110].

Результаты моделирования СПМ фазовых шумов каждого варианта реализации формирователя сигналов и вклады шумов каждого звена схемы приведены на рисунках 3.15 – 3.17. Сравнение СПМ фазовых шумов трёх вариантов реализации формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП приведены на рисунке 3.18.

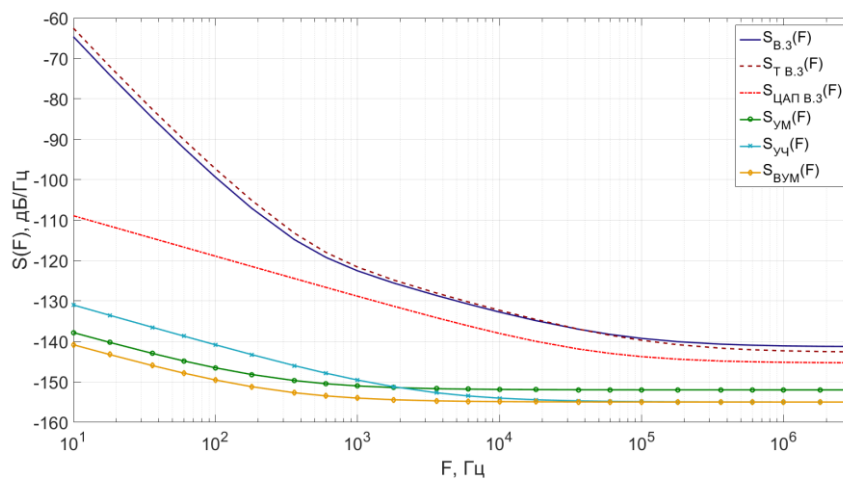


Рисунок 3.15 – СПМ фазовых шумов формирователя сигналов В.3 и вклады шумов его функциональных звеньев, при $f_{ВЛХ} = 4,05$ ГГц

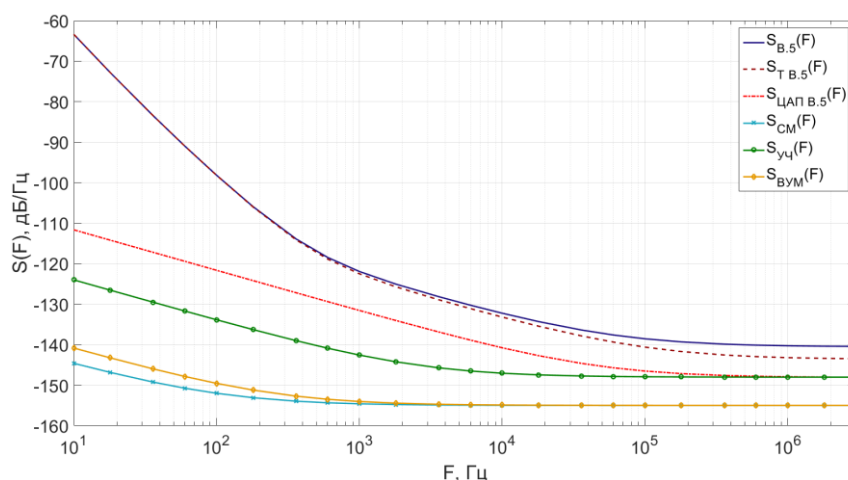


Рисунок 3.16 – СПМ фазовых шумов формирователя сигналов В.5 и вклады шумов его функциональных звеньев, при $f_{ВЛХ} = 4,05$ ГГц

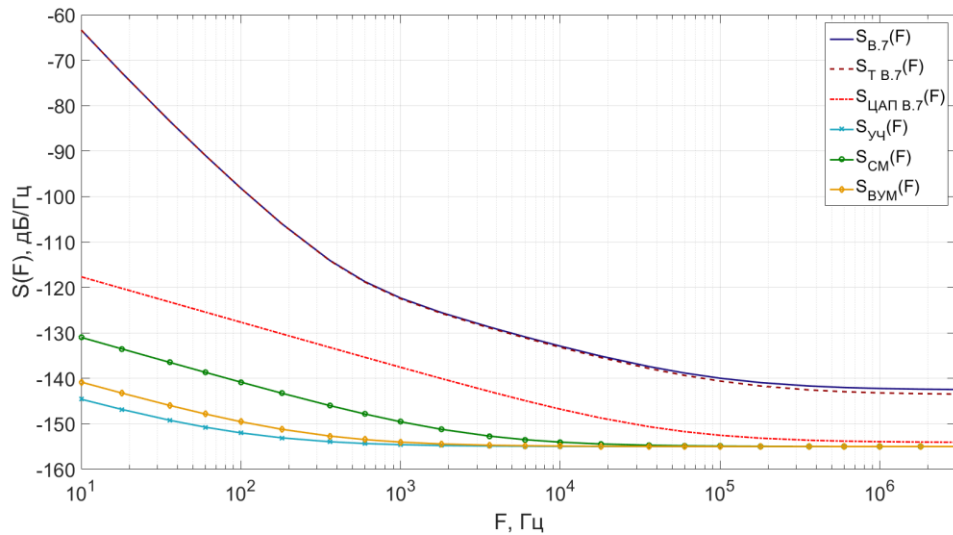


Рисунок 3.17 – СПМ фазовых шумов формирователя сигналов В.7 и вклады шумов его функциональных звеньев, при $f_{ВЫХ} = 4,05$ ГГц

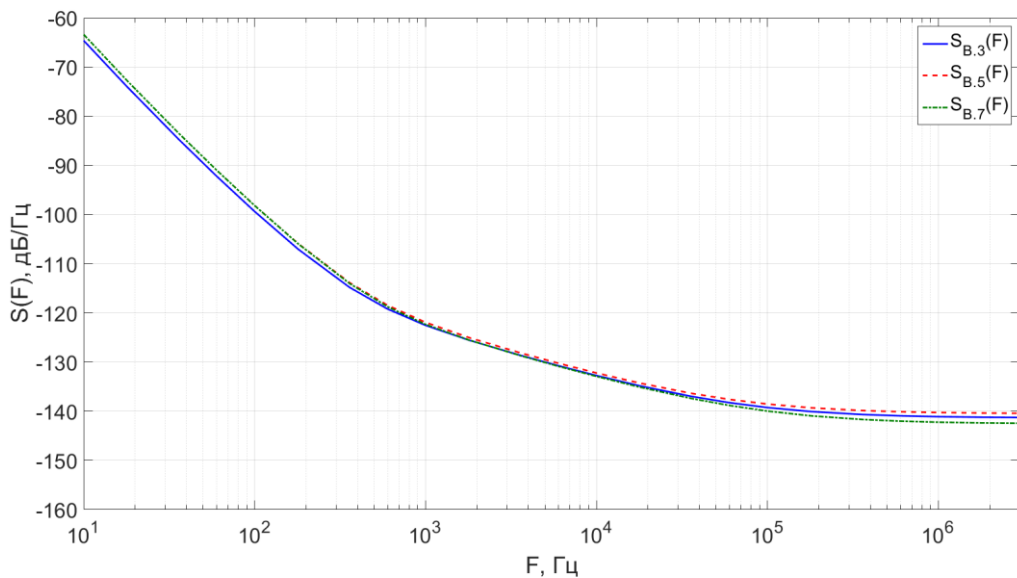


Рисунок 3.18 – СПМ фазовых шумов трёх вариантов реализации формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП при $f_{ВЫХ} = 4,05$ ГГц

Как видно из графиков на рисунках 3.15 – 3.17, основной вклад в уровень СПМ фазовых шумов на отстройках частоты менее 1 кГц вносит генератор опорной частоты. Результаты моделирования на рисунке 3.18 показывают, что уровень фазового шума рассмотренных схем формирователей сигналов на отстройках менее 1 кГц от несущей частоты будет отличаться не более чем на 1 дБ. Использование образов основной частоты не привело к значительному изменению фазовых шумов

по сравнению с использованием умножителя и смесителя частоты. При этом вариант формирователя В.3 является наиболее простым с точки зрения технической реализации и позволяет обеспечить уровень СПМ фазовых шумов не более минус 120 дБ/Гц на отстройке 1 кГц от несущей частоты.

Предложенные математические модели СПМ фазовых шумов формирователей сигналов позволяют прогнозировать уровень шумов каждого из каскадов когерентной радиосистемы. Модель позволяет определить звенья схемы, вносящие наибольший вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов, что необходимо при анализе структуры формирователя при дальнейшей оптимизации.

3.5 Выводы

1. Рассмотрены основные факторы, влияющие на уровень шумов радиотехнических систем, основные виды шумов, возникающих в электронных устройствах. Проведен обзор методов моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов в одной боковой полосе функциональных звеньев радиосистем, описана основная применяемая модель.

2. Определены математические модели шумовых характеристик основных функциональных звеньев формирователей сигналов когерентной радиосистемы.

На основе экспериментальных данных разработаны модели СПМ фазовых шумов прецизионного малошумящего кварцевого генератора на основе регрессии справочных данных и буферов тактовых сигналов. Предложенные модели имеют ошибку аппроксимации экспериментальных характеристик не более 3-х дБ.

3. Рассмотрены и проанализированы различные модели СПМ фазовых шумов в одной боковой полосе цифро-аналоговых преобразователей. Предложена модель СПМ фазовых шумов высокоскоростных ЦАП на основе регрессии экспериментальных данных, учитывающая изменение амплитуды сигнала в специальных режимах работы ЦАП. Максимальная ошибка аппроксимации предложенной модели составила не более 1,5 %.

4. Составлена структурная схема формирователей высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы со всеми источниками флуктуаций фазы. На основе

ее получены математические модели СПМ фазовых шумов в одной боковой полосе частот формирователей сигналов гетеродина и передатчика с учётом вклада шумов каждого функционального звена схемы.

На основе результатов проектирования формирователей сигналов когерентной радиосистемы составлены математические модели СПМ фазовых шумов трёх лучших вариантов реализации формирователя сигналов S-диапазона частот с использованием смесителей сигналов и с использованием образов основной частоты высокоскоростного ЦАП в специальных режимах.

Результирующие СПМ фазовых шумов трех вариантов формирователей определяются в основном вкладом шумов опорного генератора и вкладом собственных шумов ЦАП и имеют примерно одинаковые значения. Сравнительный анализ полученных шумовых характеристик показал, что структура формирователя на основе высокоскоростного ЦАП, использующего образы основной частоты, позволяет упростить структуру за счет уменьшения количества функциональных звеньев и обеспечить уровень СПМ фазовых шумов не более минус 120 дБ/Гц на отстройке 1 кГц от несущей частоты для выходных частот 823-1130 МГц и 4050 МГц.

Предложенные математические модели СПМ фазовых шумов прецизионного малошумящего кварцевого генератора, буфера тактовых сигналов, высокоскоростных ЦАП и формирователей сигналов могут использоваться для прогнозирования уровня шумов каждого из каскадов когерентной радиосистемы и определения звеньев схемы, вносящих наибольший вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов.

ГЛАВА IV . РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

В главе предложена структура цифрового формирователя сложно-модулированных сигналов на основе ЦАП с комбинированием данных, позволяющая увеличить частоту тактирования и сократить необходимый объем блоков памяти. Экспериментально подтверждены модели СПМ фазовых шумов формирователей сигналов, комбинирующих различные методы синтеза с использованием высокоскоростных ЦАП. Предложена структура гибридного синтезатора частот на основе быстродействующего цифроаналогового преобразователя и квадратурного модулятора, которая позволяет уменьшить коэффициента деления в цепи обратной связи ФАПЧ при одновременном подавлении зеркальной частоты и сигнала несущего колебания.

4.1 Цифровой формирователь сложно-модулированных сигналов на основе ЦАП с комбинированием данных

Цифровые формирователи высокочастотных сигналов представляют собой совокупность цифро-аналогового преобразователя и цифрового устройства управления, которое обеспечивает формирование и выдачу управляющих кодов. Передача кодов управления (цифровых отсчетов сигнала) для высокоскоростных ЦАП должна осуществляться с высокой частотой семплирования при использовании производительного интерфейса передачи данных. Одним из возможных вариантов подключения высокоскоростных ЦАП является интерфейс с удвоенной скоростью передачи данных (DDR) [64]. ЦАП, использующие такой интерфейс, позволяют принимать данные по обоим фронтам тактовой частоты по двум параллельным каналам с последующим комбинированием (мультиплексированием) данных.

На рисунке 4.1 приведена структурная схема формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП с удвоенной скоростью передачи данных [63] и структура цифрового устройства управления, необходимая для управления таким ЦАП.

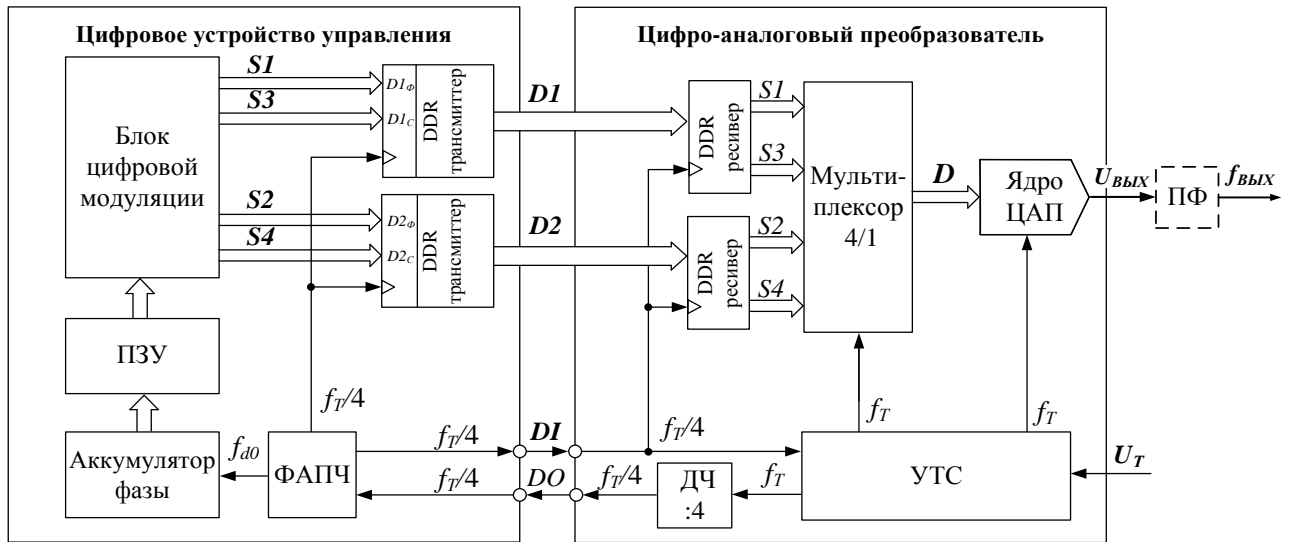


Рисунок 4.1 – Структурная схема цифрового формирователя высокочастотных сигналов на основе ЦАП с удвоенной скоростью передачи данных

Тактовый сигнал U_T с частотой f_T подаётся на вход интегрированного в ЦАП устройства тактирования и синхронизации (УТС). УТС на основе сигнала U_T генерирует и распределяет тактовый сигнал, который определяет темп обновления данных D на выходе ЦАП. Тактовый сигнал делится делителем частоты ЦАП (ДЧ) до значения $f_T / 4$ и передаётся на цифровое устройство управления по каналу DO .

Для преобразования и распределения тактовых сигналов цифровое устройство управления использует устройство тактирования на основе блока цифровой ФАПЧ. Управление значениями амплитуды ЦАП осуществляется посредством передачи отсчётов сигнала $S1-S4$ через порты $D1$ и $D2$. Отсчёты с частотой следования $f_T / 4$ выравниваются DDR транзмиттером по переднему ($D1_\phi$, $D2_\phi$) и заднему ($D1_c$, $D2_c$) фронтам сигнала DI , который синхронизирует передачу данных.

Внутри ЦАП DDR ресивер принимает данные и передаёт их на вход мультиплексора с коэффициентом 4 к 1. С выхода мультиплексора данные передаются на ядро ЦАП, где по каждому фронту сигнала U_T с частотой f_T коды выходных данных D преобразуются в дискретный аналоговый сигнал $U_{ВЫХ}$ [63]. Таким образом, необходимо обеспечить одновременную передачу четырёх отсчётов сигнала $S1-S4$ за

период $f_T / 4$, для чего частота работы аккумулятора фазы, постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) и блока цифровой модуляции должна быть в 4 раза выше частоты тактирования устройства управления, т.е. $f_{d0} = f_T$.

Временная диаграмма управляющих сигналов цифрового формирователя с удвоенной скоростью передачи данных при $f_{d0} = f_T$ приведена на рисунке 4.2.

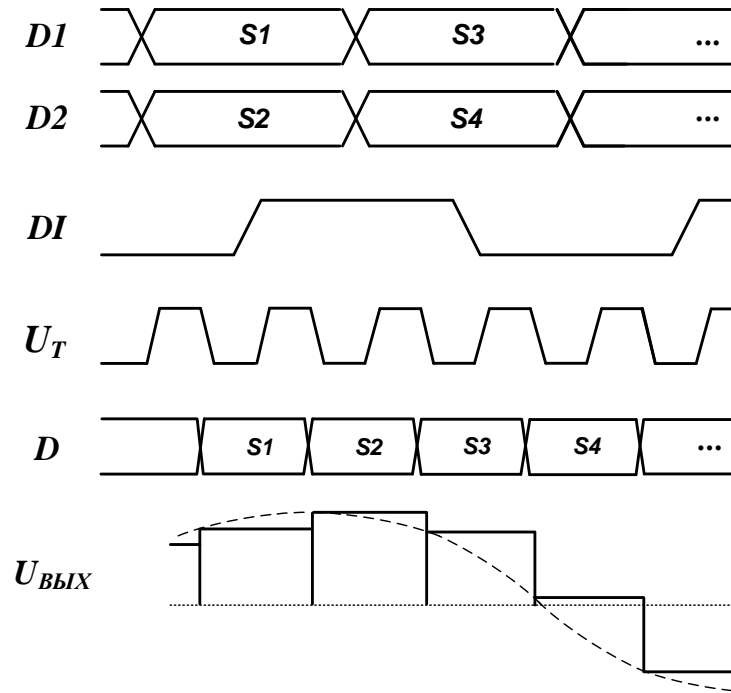


Рисунок 4.2 – Временная диаграмма управляющих сигналов цифрового формирователя с удвоенной скоростью передачи данных при $f_{d0} = f_T$

Для ряда высокоскоростных ЦАП стабильный приём данных возможен, только при тактовой частоте выше 1 ГГц [63, 64]. Данное ограничение не позволяет реализовать формирователи сигналов гетеродина и передатчика по схеме, предложенной в пункте 2.5, поскольку они имеют опорные частоты $f_{oc1} = 768$ МГц $f_{oc2} = 672$ МГц, соответственно.

Использование рассмотренной структуры при удвоении тактовой частоты ограничивается производительностью цифровых устройств управления, построенных на базе микросхем программируемой логики или цифровых сигнальных процессоров. Производительность современных ПЛИС массового производства [109, 111, 112] находится в пределах от 150 МГц до 900 МГц, в зависимости от процента

используемой ёмкости логических ячеек. При реализации сложных алгоритмов модуляции задействуется большой объем аппаратных ресурсов, что приводит к задержкам маршрутизации и вызывает сбои синхронизации цифровых сигналов [67].

Известны технические решения [26, 113, 114], позволяющие увеличить максимальную тактовую частоту цифрового формирователя за счёт распараллеливания вычислений и конвейерной обработки. В качестве прототипа был выбран цифровой синтезатор частот [113], который позволяет формировать сигналы с фазовой манипуляцией для сетки частот. В прототипе за счёт использования N каналов тактовая частота аккумулятора фазы может быть снижена до значения f_T / N , что позволяет увеличить частоту цифрового формирователя в N раз. Для передачи данных в два потока по обоим фронтам сигнала DI количество каналов должно быть кратно 4-м, а частота тактирования ЦАП будет определяться выражением:

$$f_T = f_{TN} \cdot K_{MUX\ 4/1}, \quad (4.1)$$

где: $f_{TN} = f_T / N$ – тактовая частота цифрового устройства управления, при $N \bmod 4 = 0$; $K_{MUX\ 4/1}$ – коэффициент мультиплексирования ЦАП.

При удвоении тактовой частоты такая реализация потребует увеличения количества логических элементов и ёмкости блоков памяти в $4 \cdot N$ раза, что приведёт к снижению быстродействия цифрового формирователя и не позволит реализовать структуру формирователя сигналов, предложенную в ходе частотного планирования.

Для решения проблемы предлагается структура цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов на основе высокоскоростного ЦАП с комбинированием данных [115], схема которого приведена на рисунке 4.3.

Патент на полезную модель цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов на основе высокоскоростного ЦАП с комбинированием данных № 229623 от 20.05.2024, приведён в приложении А.2.

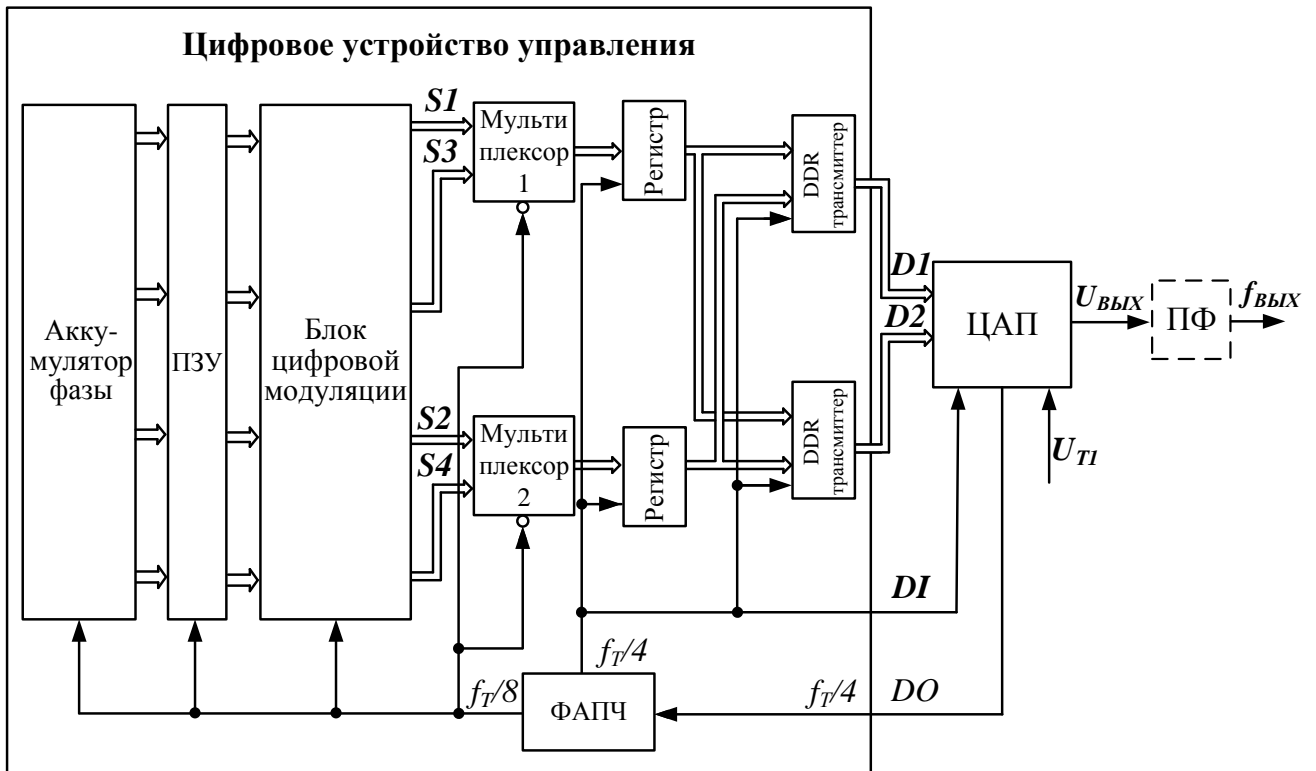


Рисунок 4.3 – Структурная схема цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов на основе высокоскоростного ЦАП с комбинированием данных

Внутренняя структура ЦАП будет идентична рисунку 4.1. Преобразование и распределение тактовых сигналов в цифровом устройстве управления осуществляется цифровым блоком ФАПЧ. Предложенная структура цифрового устройства управления позволяет формировать данные $S1 - S4$ четырьмя параллельными потоками на частоте $f_T/8$, обеспечивая частоту дискретизации сигнала $f_d = f_T/2$. Данные группируются на пары чётных и нечётных отсчётов с последующим мультиплексированием. Сгруппированные цифровые отсчёты с выхода мультиплексора 1 передаются по переднему фронту, а с выхода мультиплексора 2 по заднему фронту сигнала DI в соответствии с рисунком 4.4.

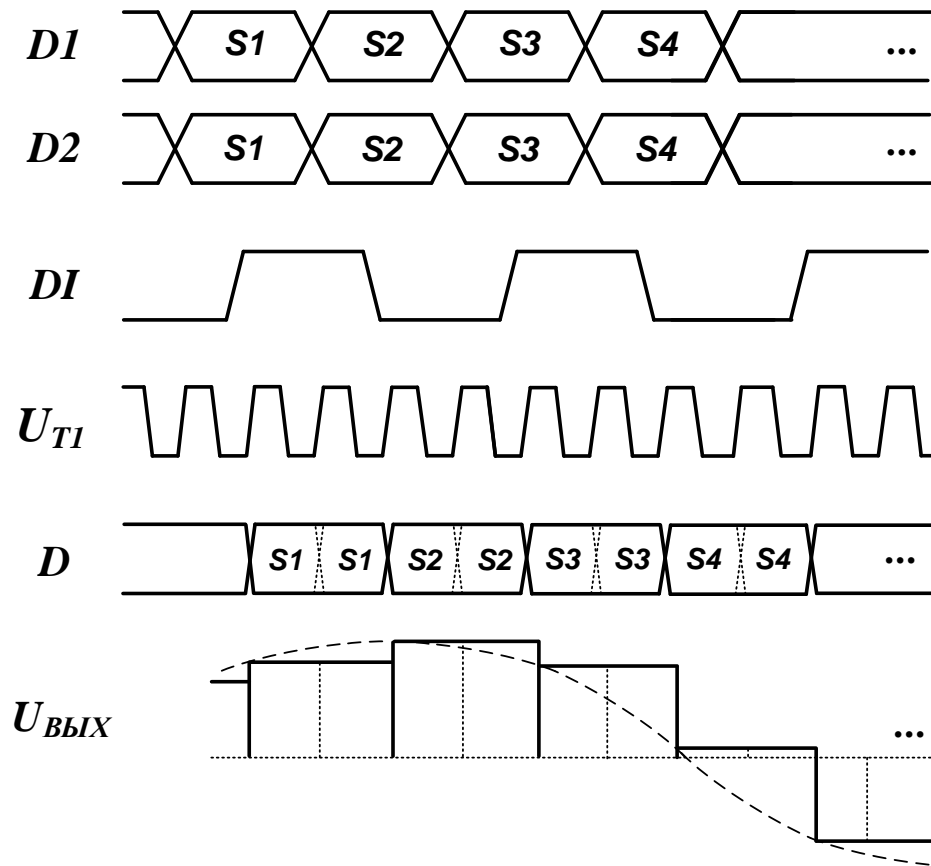


Рисунок 4.4 – Временная диаграмма управляющих сигналов цифрового формирователя на основе высокоскоростного ЦАП с комбинированием данных при $f_d = f_T / 2$

Четыре потока данных, следующих с частотой $f_{T/8}$, комбинируются первым и вторым мультиплексорами с соотношением 2 к 1 и цифроаналоговым преобразователем с соотношением 4 к 1, при этом частота тактирования ЦАП будет определяться выражением:

$$f_T = f_{T/8} \cdot K_{MUX\ 2/1} \cdot K_{MUX\ 4/1}, \quad (4.2)$$

где: $f_{T/8} = f_T / 8$ – тактовая частота цифрового устройства управления, при $N = 1$; $K_{MUX\ 2/1} = 2$ – коэффициент мультиплексирования цифрового устройства управления.

Поскольку тактовая частота цифрового устройства управления $f_{T/8}$ становится ниже на коэффициент $K_{MUX\ 2/1}$, а скорость следования цифровых выборок сигнала остаётся прежней, то частота тактирования ЦАП может быть увеличена в значение равное $K_{MUX\ 2/1}$.

Если длина аккумулятора фазы пропорциональна частоте дискретизации, то при табличных вычислениях кода амплитуды [116] необходимый объём ПЗУ цифрового устройства управления $V_{ПЗУ}$ можно определить из выражения:

$$V_{ПЗУ} = L_A \cdot 2^{N_{ЦАП}} = \left\lfloor \frac{f_d}{\text{НОД}(f_{ЦАП \text{ МИН}}, \Delta f_{ЦАП})} \right\rfloor \cdot 2^{N_{ЦАП}}, \quad (4.3)$$

где L_A – длина аккумулятора фазы; $N_{ЦАП}$ – разрядность ЦАП; f_d – частота дискретизации цифровых отсчётов сигнала; $f_{ЦАП \text{ МИН}}$ – минимальная частота, формируемая на выходе ЦАП; $\Delta f_{ЦАП}$ – шаг сетки частот на выходе ЦАП.

При комбинировании данных частота дискретизации будет равна $f_d = f_T / K_{MUX 2/1}$, т.е. длина аккумулятора фазы сократится на величину $K_{MUX 2/1} = 2$, соответственно необходимый объём ПЗУ уменьшится в два раза.

Предложенная структура позволяет реализовать режим работы ЦАП с возвратом к нулю – RZ при подаче на любой из каналов D1 или D2 кода, состоящего из нулей.

При дублировании данных максимально возможная частота формируемого сигнала будет определяться теоремой Котельникова в соответствии с выражением:

$$f_{ВЫХ \text{ МАКС}} \leq f_d / 2. \quad (4.4)$$

Для описания комплексной огибающей спектра сигнала, формируемого на выходе ЦАП, по аналогии с [33, 34], представим сигнал в виде суммы спектров дискретных импульсов $S_d(\omega)$ вида:

$$S_d(\omega) = A_d \tau \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega \tau}{2}\right)}{\frac{\omega \tau}{2}} \cdot e^{-i\omega\left(\frac{\tau}{2}\right)}, \quad (4.5)$$

где: $\omega = 2\pi f$ – круговая (циклическая) частота, f – частота формируемого сигнала, A_d – амплитуда дискретного импульса, $T = 1/f_d$ – период дискретизации цифрового сигнала, $\tau = T$ – длительность дискретных импульсов.

Для идеального случая при работе на общую нагрузку амплитуды всех дискретных импульсов $A_d = 1$. Частота формируемого сигнала ограничена скоростью

следования цифровых управляющих кодов, и при комбинировании данных частота дискретизации будет равна $f_d = f_T / K_{MUX 2/1}$.

Для группы импульсов комплексная огибающая спектра будет определяться выражением:

$$\overset{\square}{S}_{dNRZ}(\omega) = \overset{\square}{S}_d(\omega) \cdot \overset{\square}{B}_d(\omega) = A_d \tau \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}} \cdot e^{-i\omega\left(\frac{T}{2}\right)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega kT}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \cdot e^{-i\omega\left(\frac{T}{2}\right)}, \quad (4.6)$$

где $\overset{\square}{B}_d(\omega)$ – функция частоты [117], определяемая периодом следования импульсов T и количеством импульсов k .

При увеличении тактовой частоты в 2 раза и комбинировании данных в режиме работы NRZ ЦАП сформирует два дискретных импульса с длительностью $\tau = T_1 = T/2$, в соответствии с рисунком 4.5.

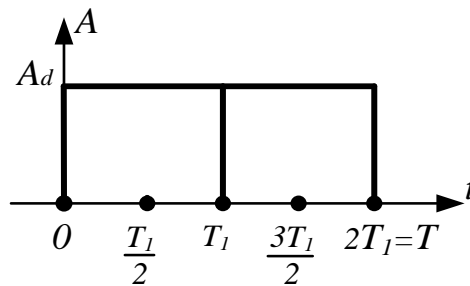


Рисунок 4.5 – Форма сигнала на выходе ЦАП при комбинировании данных в режиме работы NRZ при $T_1 = T/2$

Так как длительность импульсов $T_1 = T/2$, то комплексная огибающая спектра для режима NRZ при дублировании двух импульсов, нормированная относительно амплитуды огибающей с длительностью T при $\omega = 0$, примет вид:

$$\overset{\square}{S}_{dNRZ H}(\omega) = \frac{T_1}{T} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2}\right)}{\frac{\omega T_1}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega 2T_1}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2}\right)} \cdot e^{-i\omega T_1}. \quad (4.7)$$

Результаты моделирования огибающей спектра сигнала на выходе ЦАП в режиме работы NRZ при различных значениях тактовой частоты f_T и частоты дискретизации f_d приведены на рисунке 4.6.

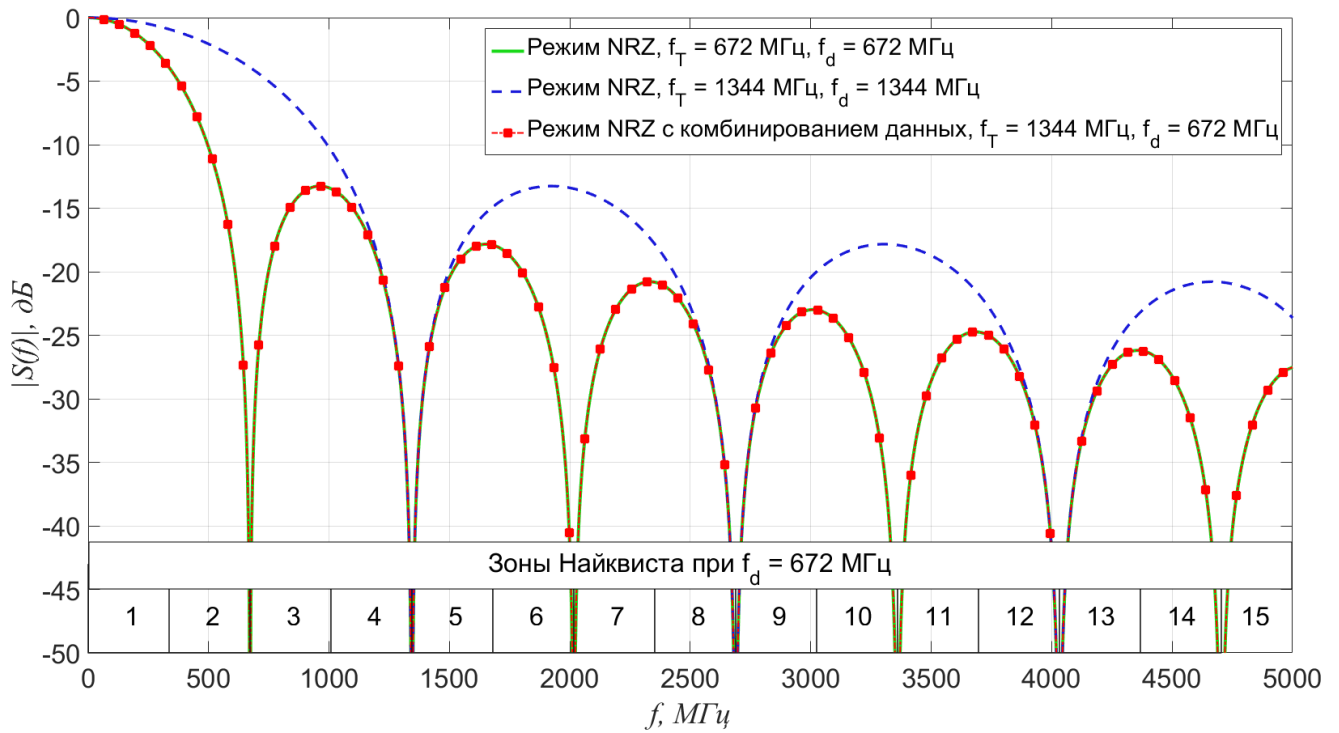


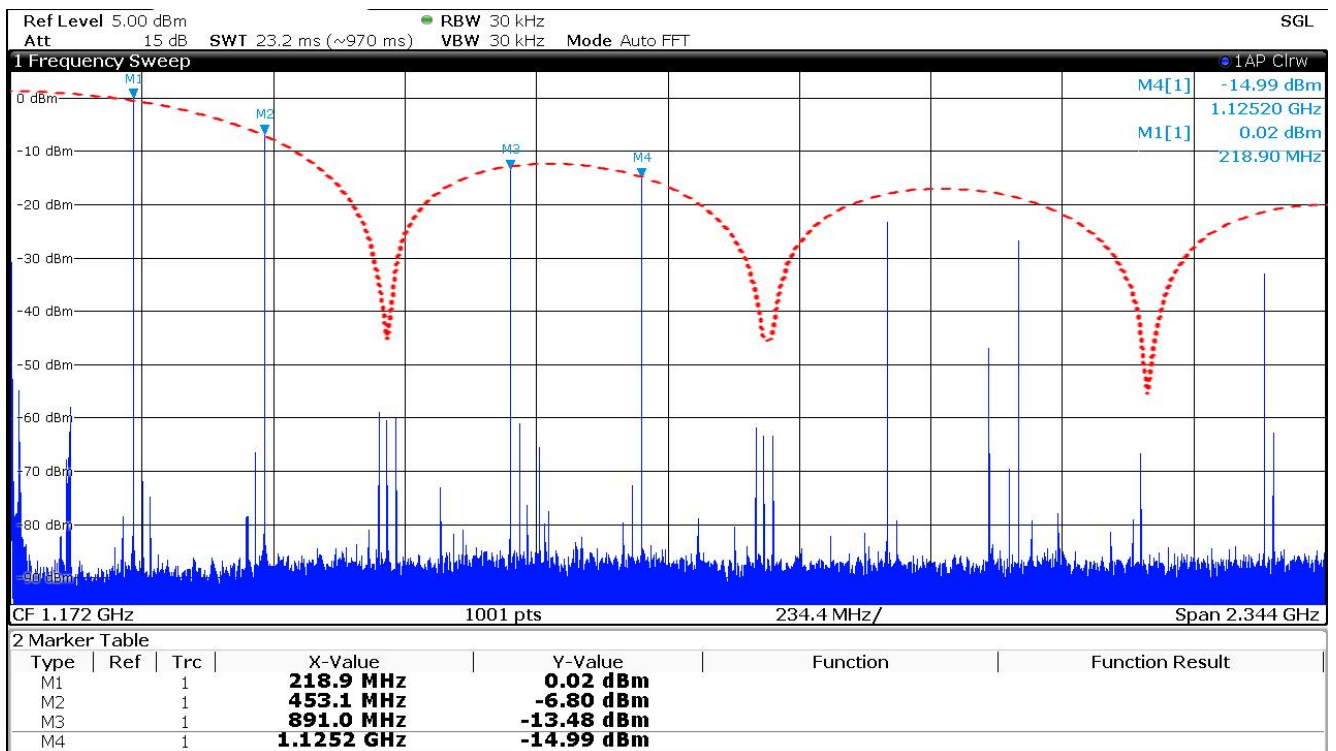
Рисунок 4.6 – Модуль огибающей спектра сигнала на выходе ЦАП в режиме работы NRZ при различных значениях тактовой частоты и частоты дискретизации

Передаточная характеристика ЦАП в режиме работы NRZ с комбинированием данных при $f_T = 1344$ МГц будет идентична огибающей сигнала с частотой дискретизации $f_d = f_T = 672$ МГц.

Осциллограмма (а) и спектрограмма (б) сигнала, измеренного на выходе ЦАП МХТ2139 при комбинировании данных в режиме работы NRZ, приведены на рисунке 4.7. Как видно из рисунка, амплитуды спектральных составляющих сигнала на выходе ЦАП, обозначенных маркерами М1-М4, соответствуют теоретически значениям. Наблюдаемое отклонение измеренных значений мощностей дискретных составляющих в спектре сигнала от теоретического значения с повышением частоты обусловлено влиянием передаточной характеристики цепей согласования с нагрузкой.



а) осциллограмма



б) спектрограмма и модуль огибающей в режиме NRZ

Рисунок 4.7 – Сигнал на выходе ЦАП MXT2139 при комбинировании данных в режиме работы NRZ, $f_{\text{ЦАП}} = 219 \text{ МГц}$, $f_T = 1344 \text{ МГц}$

В режиме RZ дискретные импульсы имеют длительность $\tau = T / q$, где q – скважность импульсов. При увеличении тактовой частоты в 2 раза и комбинировании данных в режиме работы RZ сигнал будет состоять из двух дискретных импульсов с длительностью T_1 / q , сдвинутых на величину T_1 , в соответствии с рисунком 4.8, а комплексная огибающая будет иметь вид:

$$\hat{S}_{dRZ}(\omega) = \frac{A_d T_1}{q} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2q}\right)}{\frac{\omega T_1}{2q}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega 2T_1}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2}\right)} \cdot e^{-i\omega\left(\frac{T_1}{2} + \frac{T_1}{2q}\right)}. \quad (4.8)$$

При условии нормирования относительно амплитуды огибающей в режиме NRZ при $\omega = 0$ с длительностью T комплексная огибающая в режиме работы RZ с комбинированием данных примет вид:

$$\hat{S}_{dRZH}(\omega) = \frac{T_1}{qT} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2q}\right)}{\frac{\omega T_1}{2q}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega 2T_1}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2}\right)} \cdot e^{-i\omega\left(\frac{T_1}{2} + \frac{T_1}{2q}\right)}. \quad (4.9)$$

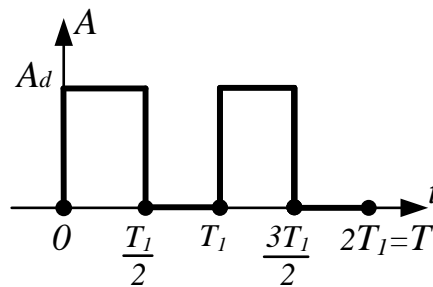


Рисунок 4.8 – Форма сигнала на выходе ЦАП при комбинировании данных в режиме работы RZ

Результаты моделирования огибающей спектра сигнала на выходе ЦАП в режиме работы RZ при различных значениях тактовой частоты и частоты дискретизации приведены на рисунке 4.9. В режиме работы RZ с комбинированием данных мощность сигналов в 4-й и 5-й зонах Найквиста увеличивается по сравнению с мощностью сигнала при $f_T = 672$ МГц и снижается в зонах 2, 3, 6, 7. При равной частоте дискретизации использование такого режима работы позволит получить выигрыш мощности для образов на частотах от 900 МГц до 1780 МГц.

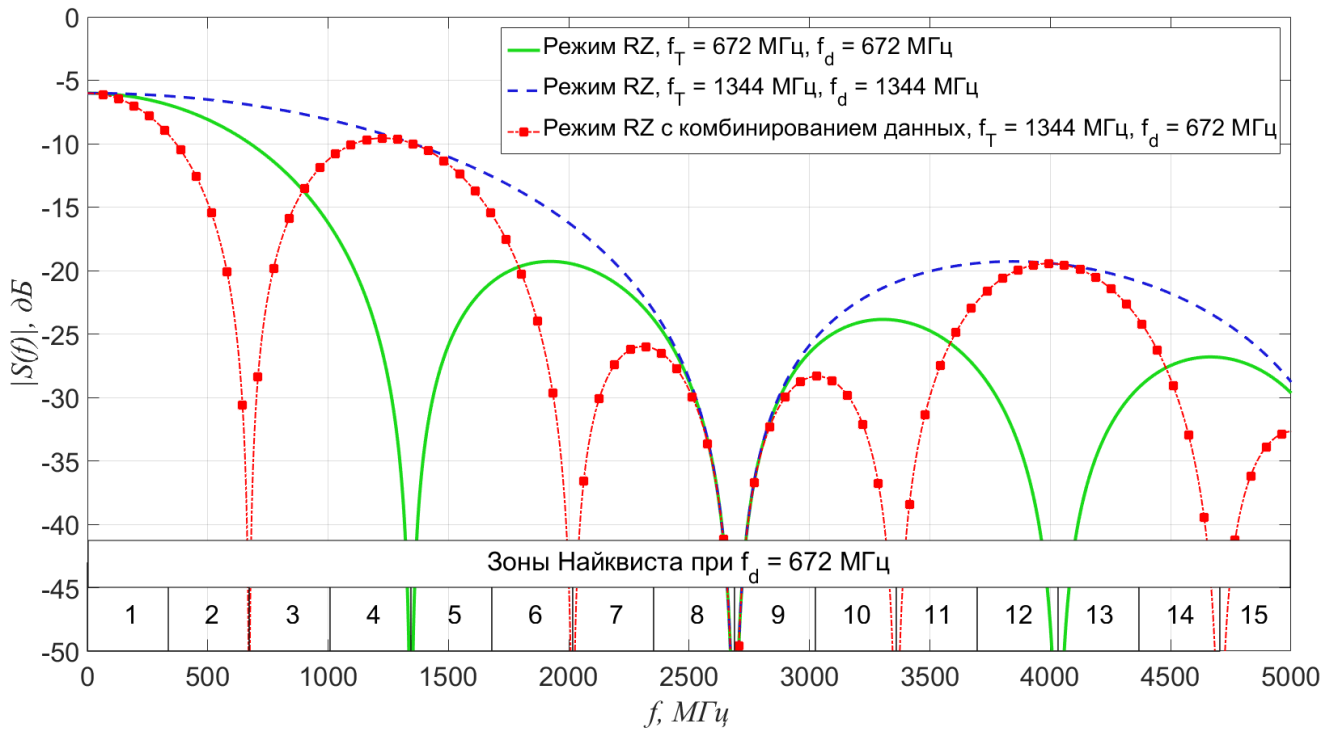


Рисунок 4.9 – Модуль огибающей спектра сигнала на выходе ЦАП в режиме работы RZ при различных значениях тактовой частоты и частоты дискретизации

В режиме RF (Mix mod) при комбинировании данных на выходе дублируется пара следующих друг за другом импульсов положительной и отрицательной полярности, сдвинутых на величину $T_1/2$, в соответствии с рисунком 4.10.

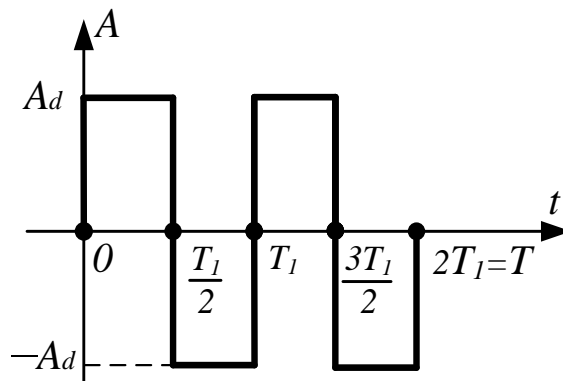


Рисунок 4.10 – Форма сигнала на выходе ЦАП при комбинировании данных в режиме работы RF

С учётом нормирования относительно амплитуды огибающей в режиме NRZ при $\omega = 0$ с длительностью T комплексная огибающая сигнала в режиме RF при комбинировании данных будет описываться выражением:

$$\hat{S}_{dRFH}(\omega) = \frac{iT_1}{T} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega T_1}{4}\right)^2}{\frac{\omega T_1}{4}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega 2T_1}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2}\right)} \cdot e^{-i\omega\left(\frac{T_1}{2} + \frac{T_1}{4}\right)} \quad (4.10)$$

Результаты моделирования огибающей спектра сигнала на выходе ЦАП в режиме работы RF при различных значениях частоты дискретизации приведены на рисунке 4.11.

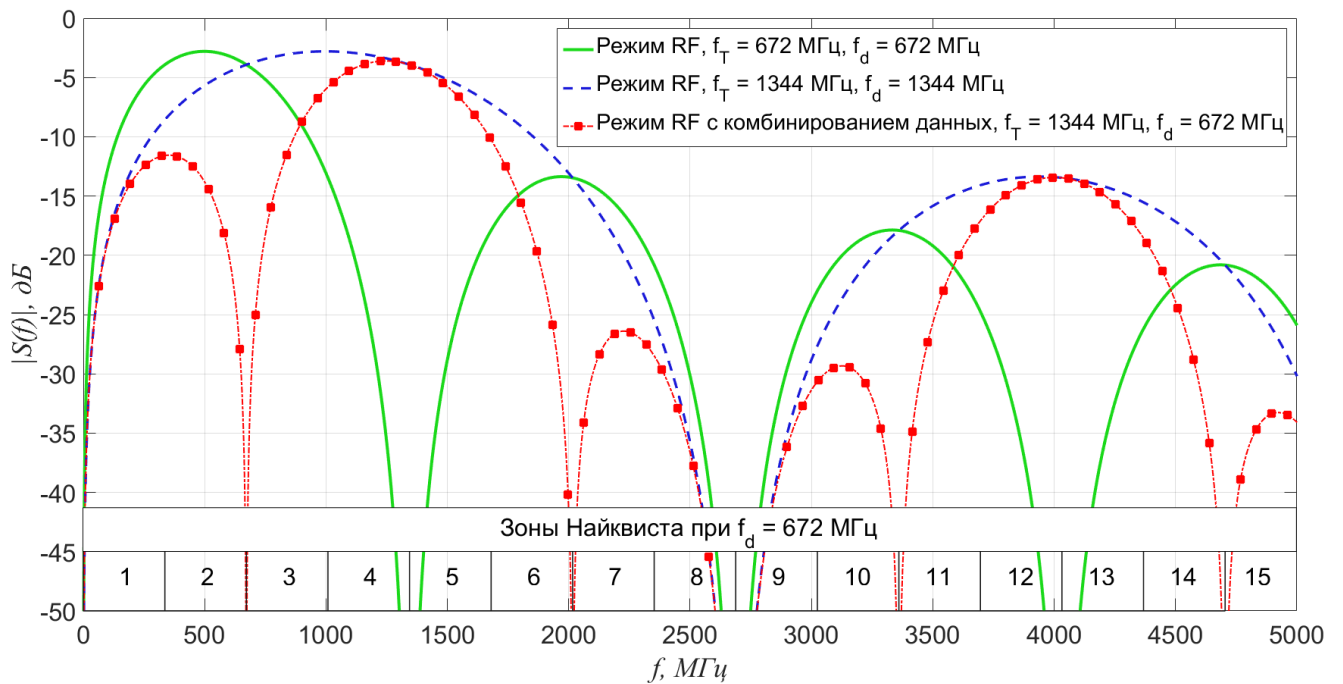
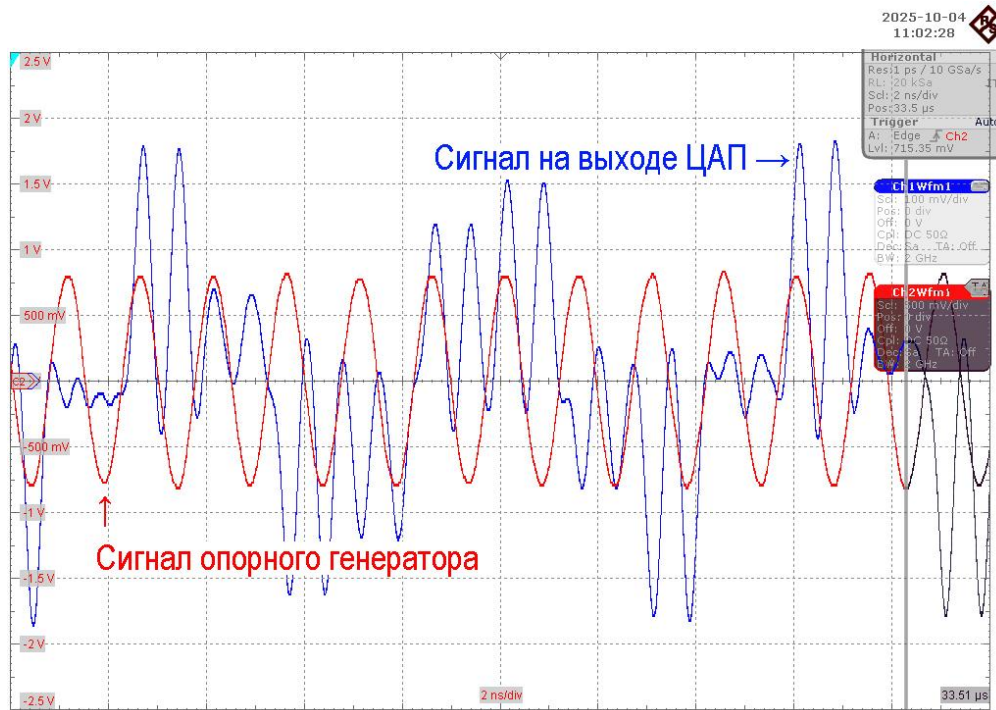
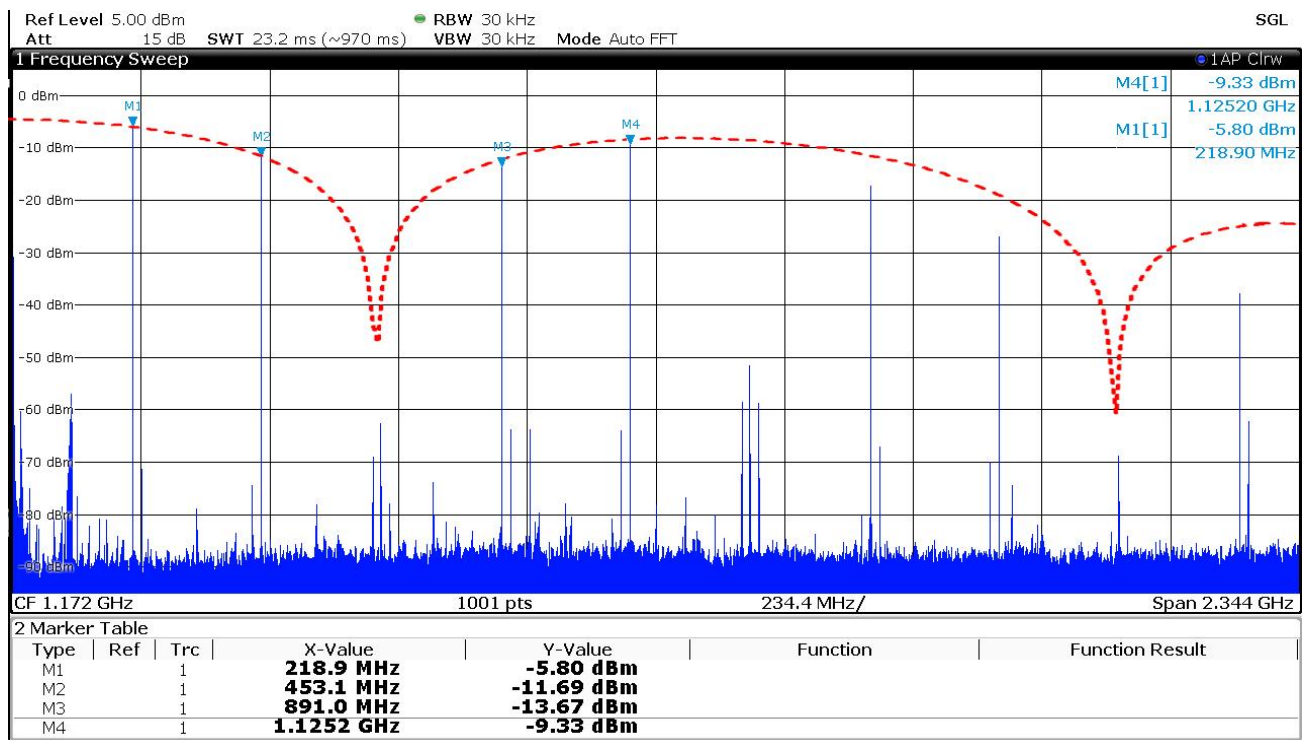


Рисунок 4.11 – Модуль огибающей спектра сигнала на выходе ЦАП в режиме работы RF при различных значениях тактовой частоты и частоты дискретизации

Осциллограммы (а) и спектрограммы (б) сигнала на выходе ЦАП МХТ2139 при комбинировании данных в режимах работы RZ и RF (Mix mod) приведены на рисунках 4.12, 4.13, соответственно.

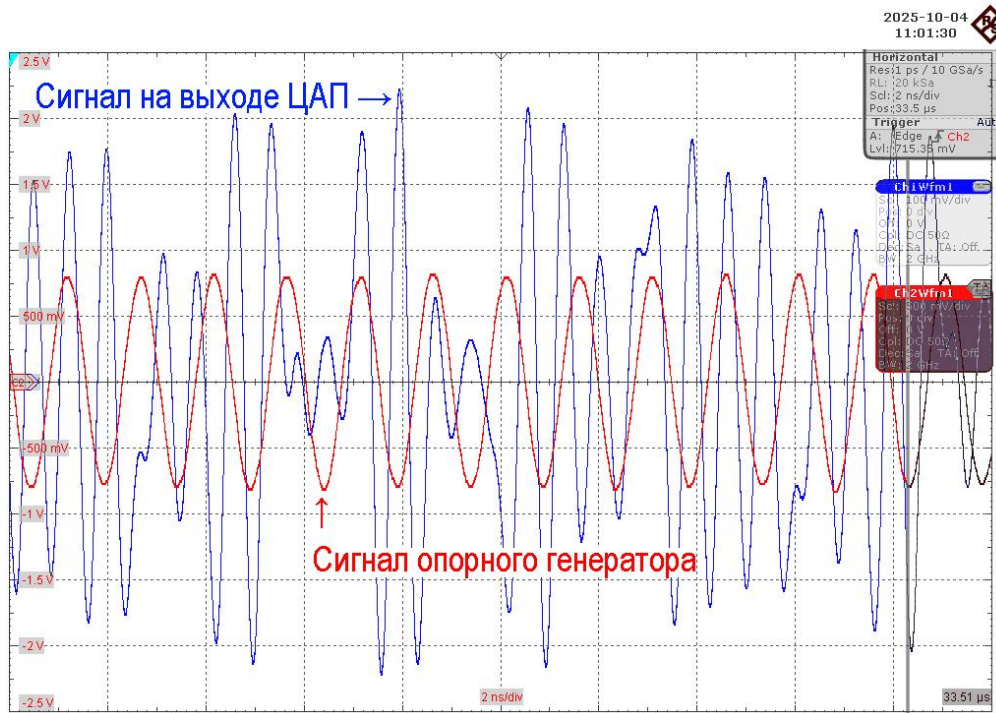


а) осциллограмма

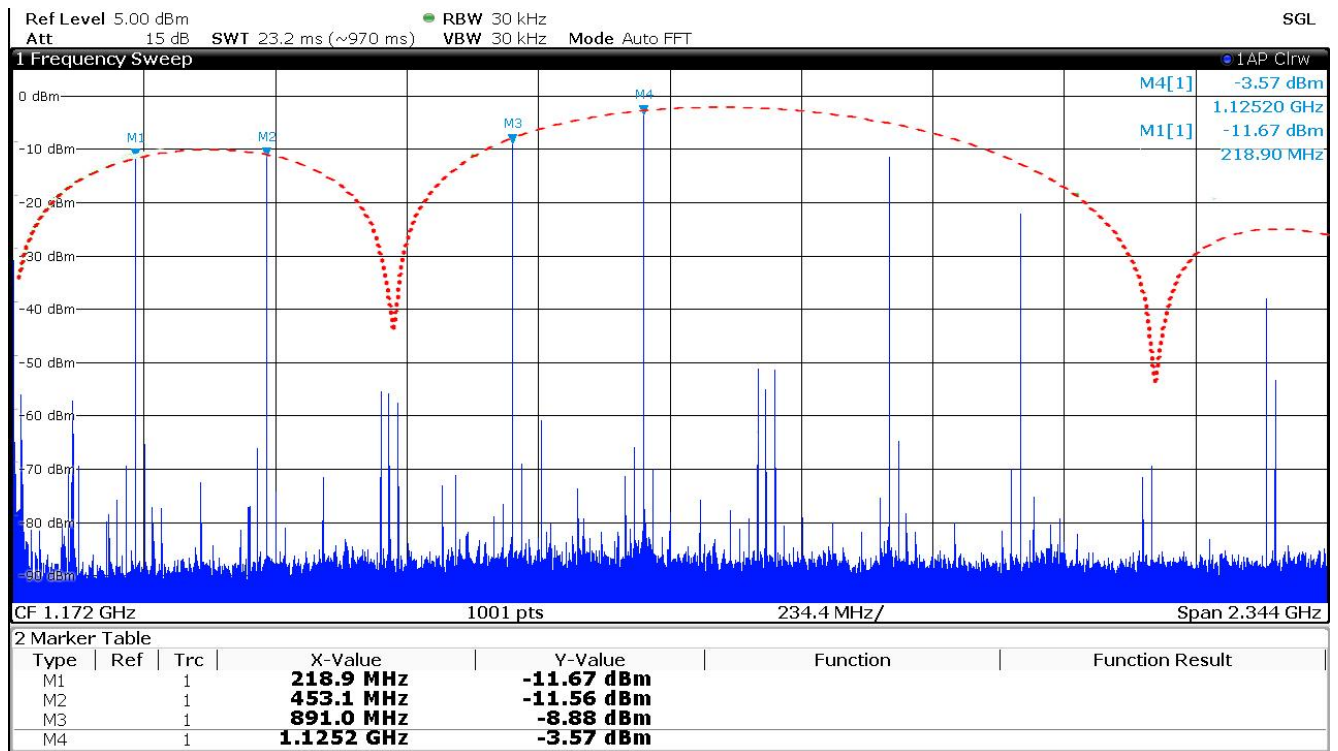


б) спектрограмма и модуль огибающей в режиме RZ

Рисунок 4.12 – Сигнал на выходе ЦАП MXT2139 при комбинировании данных в режиме работы RZ, $f_{\text{ЦАП}} = 219$ МГц, $f_T = 1344$ МГц



а) осциллограмма



б) спектрограмма и модуль огибающей в режиме RF

Рисунок 4.13 – Сигнал на выходе ЦАП MXT2139 при комбинировании данных в режиме работы RF, $f_{\text{ЦАП}} = 219$ МГц, $f_T = 1344$ МГц

В таблице 4.1 приведены значения амплитуды спектральных составляющих при формировании сигнала с частотой $f_{ЦАП} = 219$ МГц в различных режимах работы ЦАП, нормированные относительно амплитуды огибающей в режиме NRZ при $\omega = 0$.

Таблица 4.1 – Значения амплитуды спектральных составляющих при формировании сигнала с частотой $f_{ЦАП} = 219$ МГц в различных режимах работы ЦАП, нормированные относительно амплитуды огибающей в режиме NRZ при $\omega = 0$

Номер зоны Найквиста	Номер образа	Нормированные значения амплитуды спектральных составляющих, дБ								
		NRZ $f_T = f_d =$ 672 МГц	NRZ $f_T = f_d =$ 1344 МГц	NRZ <i>с комб.</i> $f_T = 1344$ МГц $f_d = 672$ МГц	RZ $f_T = f_d =$ 672 МГц	RZ $f_T = f_d =$ 1344 МГц	RZ <i>с комб.</i> $f_T = 1344$ МГц $f_d = 672$ МГц	RF $f_T = f_d =$ 672 МГц	RF $f_T = f_d =$ 1344 МГц	RA <i>с комб.</i> $f_T = 1344$ МГц $f_d = 672$ МГц
1	0	-1,57	-0,38	-1,57	-6,4	-6,1	-7,3	-6,58	-12,04	-13,23
2	-1	-7,87	–	-7,87	-7,71	–	-12,6	-2,88	–	-12,53
3	+1	-13,77	–	-13,77	-13,58	–	-13,86	-8,75	–	-9,12
4	-2	-15,77	-14,58	-15,77	-20,61	-8,68	-9,88	-20,79	-2,95	-4,15
5	+2	-18,65	-17,46	-18,65	-23,48	-11,54	-12,73	-23,66	-5,81	-6,99
6	-3	-19,84	–	-19,84	-19,68	–	-19,92	-14,85	–	-15,18
7	+3	-21,76	–	-21,76	-21,57	–	-26,5	-16,74	–	-26,4
8	-4	-22,61	-21,42	-22,61	-27,44	-27,15	-28,34	-27,62	-33,06	-34,25

Анализ результатов моделирования огибающей спектра сигнала и экспериментальных спектральных характеристик, измеренных на выходе ЦАП показывает, что при комбинировании данных в режимах работы RZ и RF (Mix mod), амплитуда образов в 4, 5 зонах Найквиста может быть увеличена на 5–15 дБ, и на 1-5 дБ снижается мощность спектральных составляющих в зонах 1-3, 6-8 по сравнению с режимом, не использующим удвоение тактовой частоты.

Таким образом, комбинирование данных может быть применено для повышения частоты формируемого радиосигнала, при использовании образов увеличенной амплитуды в специальных режимах работы высокоскоростных ЦАП.

В режиме NRZ с дополнительным комбинированием данных спектр выходного сигнала будет совпадать со спектром сигнала с частотой дискретизации

$f_d = f_T / 2$. Предложенная структура синтеза сигналов позволяет повысить производительность цифрового устройства управления и сократить необходимый объём блоков памяти в два раза, что даёт возможность реализовать вариант построения формирователя сигналов предложенный в ходе частотного планирования.

4.2 Экспериментальное исследование формирователя высокочастотных сигналов когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП

Для экспериментального подтверждения предложенных математических моделей СПМ фазовых шумов формирователей высокочастотных сигналов использовался стенд, схема подключения которого приведена на рисунке 4.14.

Напряжения питания и сигналы управления подаются на исследуемые устройства от пульта управления формирователем сигналов (А2). Управление режимами формирования осуществляется с помощью специализированного программного обеспечения для персонального компьютера, подключенного к пулту посредством магистрального последовательного интерфейса (МПИ). Экспериментальные измерения проводились для генератора опорных сигналов и формирователя сигналов гетеродина анализатором фазовых шумов FSWP8.

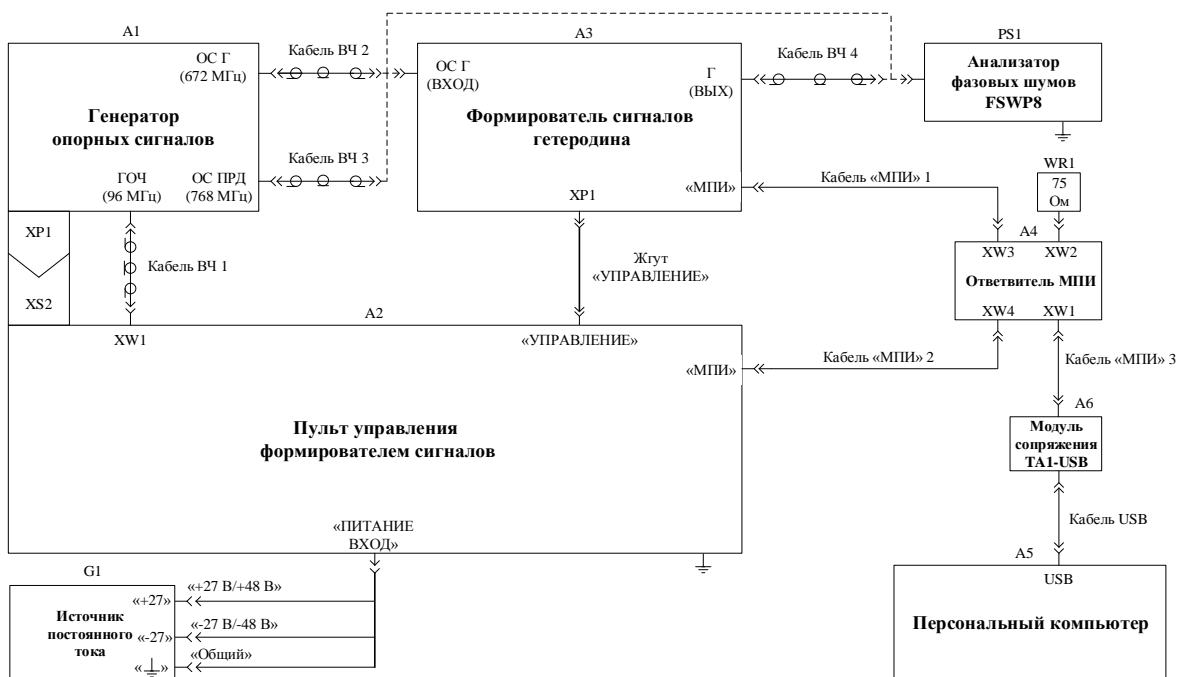


Рисунок 4.14 – Схема подключения оборудования для проведения измерений СПМ фазовых шумов формирователя высокочастотных сигналов

Для измерения использовался метод кросс корреляции [96], позволяющий получить усреднённые по ансамблю измерений значения СПМ фазового шума на определённой отстройке от несущей частоты. Погрешность измерений фазового шума (σ) для отстроек частоты $10 \text{ мГц} \leq F < 1 \text{ МГц}$ составляет не более 1,5 дБ [96].

Результаты экспериментальных измерений СПМ фазовых шумов каждого из каналов генератора опорных сигналов ($S_{\text{OC1,2}\Delta}(F)$), а также теоретические значения фазовых шумов, полученные в результате моделирования на основе выражений (3.22), (3.23) ($S_{\text{OC}\Gamma}(F)$, $S_{\text{OC}\text{ПРД}}(F)$) представлены на рисунках 4.15 и 4.16.

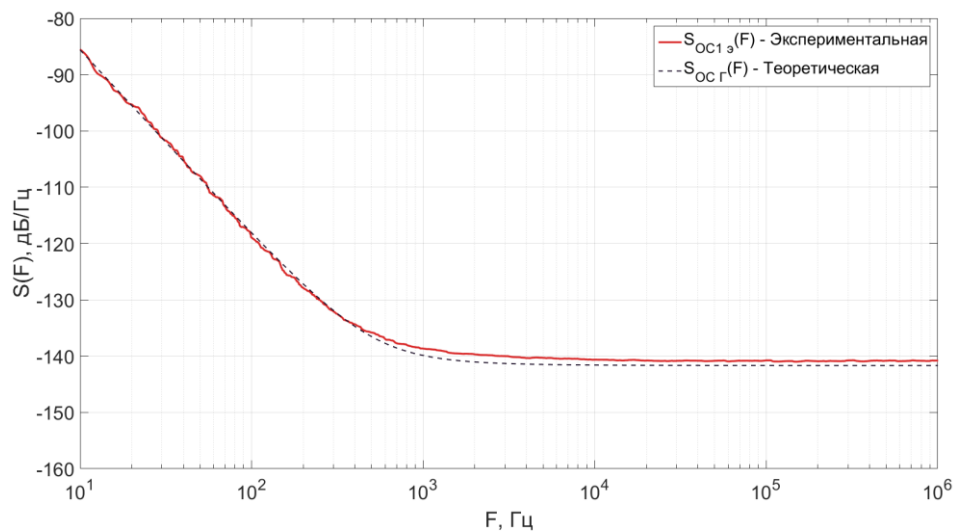


Рисунок 4.15 – СПМ фазовых шумов опорного сигнала гетеродина, при $f_{\text{OC}\Gamma} = 672 \text{ МГц}$

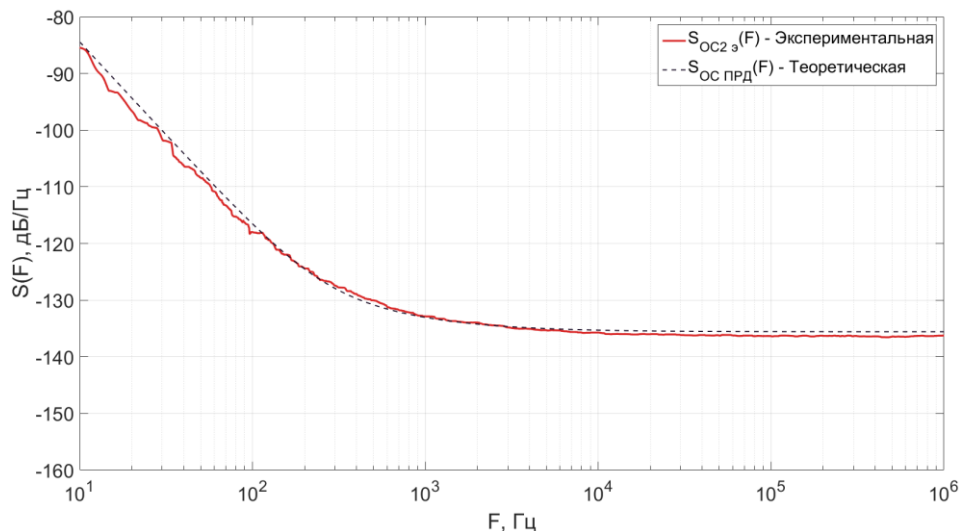


Рисунок 4.16 – СПМ фазовых шумов опорного сигнала формирователя сигналов передатчика, при $f_{\text{OC}\text{ПРД}} = 768 \text{ МГц}$

Анализ экспериментальных и теоретических значений показал, что для разработанных математических моделей СПМ фазовых шумов генератора опорных сигналов средняя ошибка аппроксимации составляет не более 1,0 дБ, а максимальная ошибка аппроксимации имеет значение не более 1,5 дБ.

Результаты измерения СПМ фазовых шумов формирователя сигналов гетеродина при различных конфигурациях цепи электропитания ЦАП приведены на рисунке 4.17.

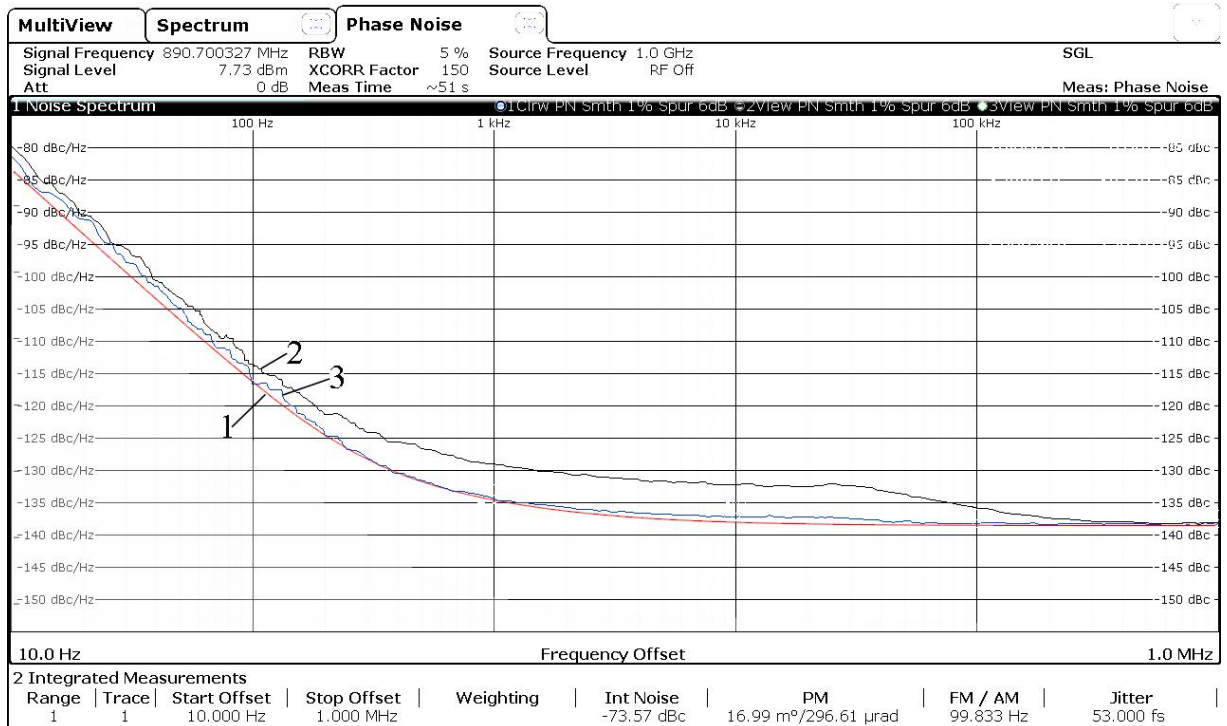


Рисунок 4.17 – СПМ фазовых шумов формирователя сигналов гетеродина, при $f_T = 1344$ МГц, $f_L = 891$ МГц: 1 – результат моделирования, 2 – измеренный результат при недостаточной фильтрации цепей электропитания, 3 – измеренный результат после дополнительной фильтрации цепей питания

Полученные при моделировании значения СПМ фазовых шумов формирователя сигналов гетеродина по формуле (3.24) (рисунок 4.17-1) и измеренные значения (рисунок 4.17-2) имеют расхождение на частотах отстройки от 500 Гц до 50 кГц. Анализ схемы устройства показал, что избыточный уровень СПМ фазовых шумов вызван влиянием цепи электропитания аналоговой части ЦАП. Для снижения уровня шумов в схему цепей питания были введены линейные регуляторы с

низким падением напряжения и дополнительные фильтры. Введение дополнительных цепей стабилизации электропитания позволило снизить уровень фазовых шумов формирователя сигналов на 5-6 дБн/Гц. СПМ фазовых шумов формирователя сигнала гетеродина после дополнительной фильтрации цепей питания (рисунок 4.17-3) отличается от прогнозируемых значений не более чем на 2,5 дБ, при частотах отстройки менее 10 Гц, и не более чем на 0,5 дБ на остальных частотах.

На рисунках 4.18, 4.19 представлены результаты моделирования СПМ фазовых шумов формирователя сигналов гетеродина $S_{\Gamma}(F)$ и измеренные значения СПМ фазовых шумов $S_{\Gamma_3}(F)$ при выходных частотах $f_{\Gamma} = 823$ МГц и $f_{\Gamma} = 891$ МГц, соответственно.

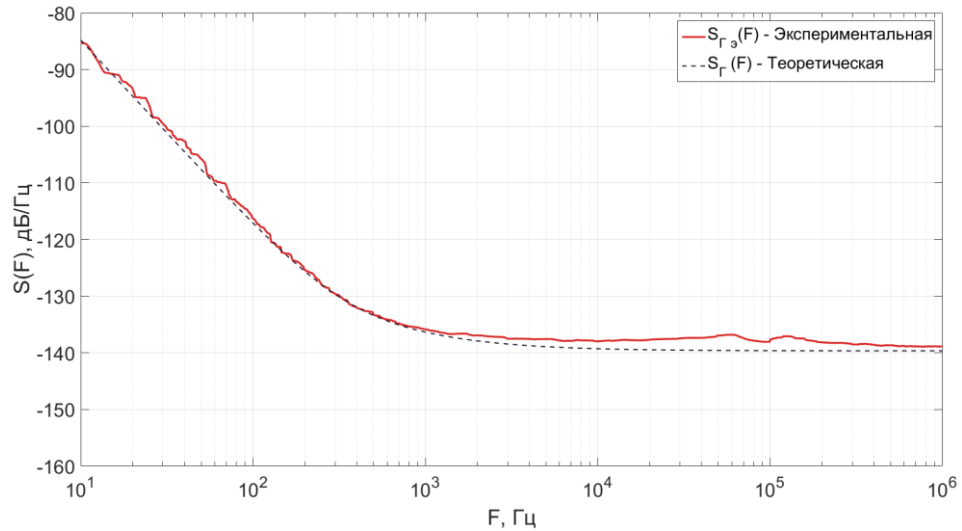


Рисунок 4.18 – СПМ фазовых шумов гетеродина, при $f_{\Gamma} = 823$ МГц

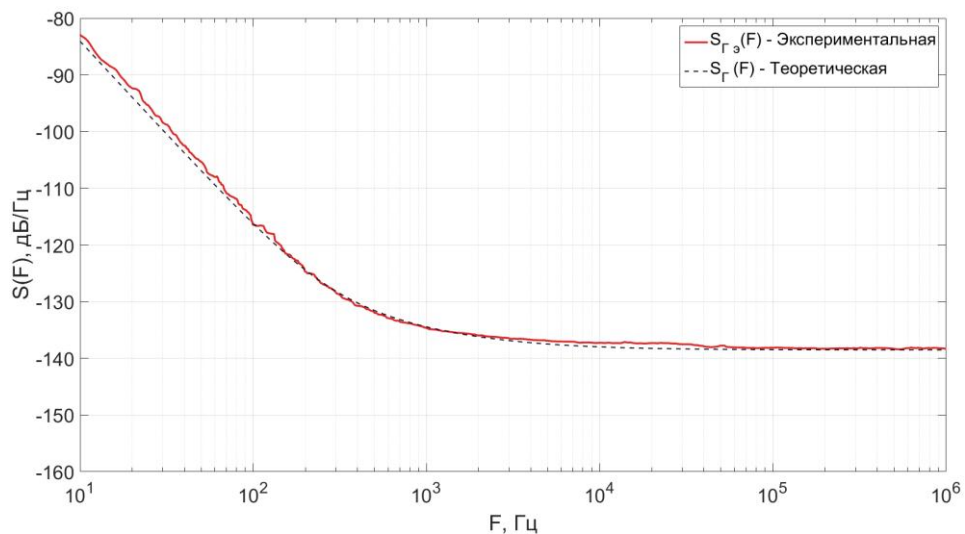


Рисунок 4.19 – СПМ фазовых шумов гетеродина, при $f_{\Gamma} = 891$ МГц

Для предложенных моделей СПМ фазовых шумов средняя ошибка аппроксимации менее 1 дБ, а максимальная ошибка аппроксимации составляет не более 2,5 дБ что удовлетворяет условию 3.11 и говорит об их адекватности. Численные значения средней и максимальной ошибок аппроксимации для каждой из моделей приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Значения средней и максимальной ошибок аппроксимации моделей СПМ фазовых шумов исследуемых формирователей высокочастотных сигналов

Обозначение модели СПМ фазовых шумов	Средняя ошибка аппроксимации, $\bar{\varepsilon}_{\text{ср}}$		Максимальная ошибка аппроксимации, $\bar{\varepsilon}_{\text{макс}}$		Индекс корреляции
	%	дБ	%	дБ	
$S_{\text{OCГ}}(F)$	0,576	0,779	1,030	1,430	0,9984
$S_{\text{OCПРД}}(F)$	0,576	0,779	1,030	1,430	0,9984
$S_{\Gamma}(F)$, при $f_{\Gamma} = 823$ МГц	0,641	0,820	2,286	2,474	0,9976
$S_{\Gamma}(F)$, при $f_{\Gamma} = 891$ МГц	0,526	0,607	2,599	2,412	0,9988

На основе значений ошибок аппроксимации для каждой из моделей, приведённых в таблице 4.2, можно заключить, что предложенные модели позволяют определить СПМ фазовых шумов формирователя сигналов когерентной радиосистемы в пределах погрешности измерительного прибора. Данные модели СПМ фазовых шумов могут быть использованы как для проведения моделирования на ранних этапах проектирования устройств формирования радиосигналов, так и для проведения сравнительного анализа шумов на этапе макетирования.

4.3 Гибридный синтезатор частот на основе высокоскоростного цифроаналогового преобразователя и квадратурного модулятора

Для генерирования сигналов в широком диапазоне частот в радиосистемах активно используются формирователи сигналов, построенные по гибридному ме-

тому синтеза частот, комбинирующие прямой цифровой и косвенный методы синтеза. Такие формирователи можно разделить на несколько типов в зависимости от расположения ЦВС в структуре системы ФАПЧ [4, 5, 17]. Одним из вариантов построения малозумящего формирователя сигналов на основе комбинации прямого цифрового и косвенного методов синтеза частот является гибридный синтезатор частот с ЦВС, использующим образы основной частоты в качестве генератора подставки ФАПЧ [17, 118], схема которого приведена на рисунке 4.20.

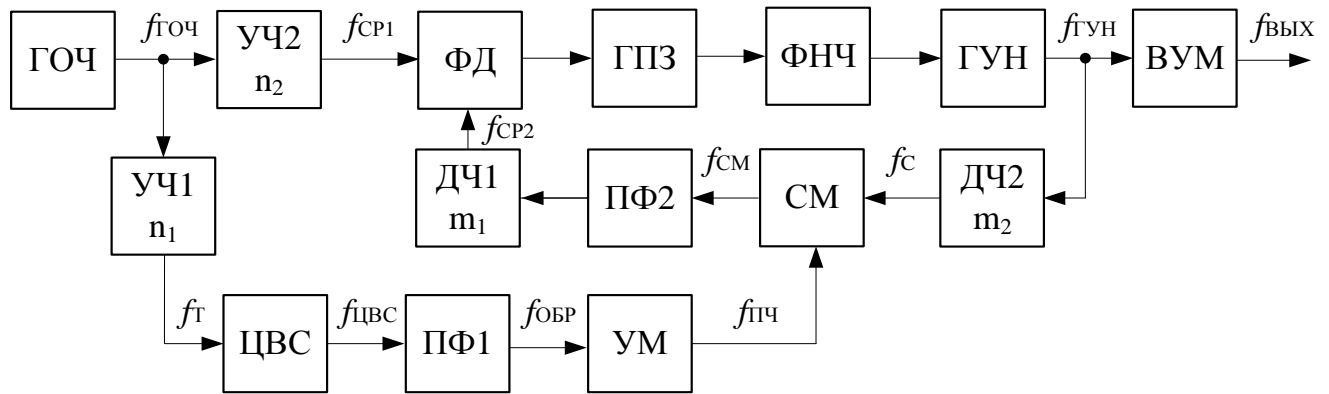


Рисунок 4.20 – Структурная схема гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ

На рисунке 4.20 применены обозначения: ГОЧ – генератор опорной частоты, УЧ1, УЧ2 – умножители частоты с коэффициентами n_1 и n_2 , соответственно, ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор, ФД – фазовый детектор, ПФ1, ПФ2 – полосовые фильтры, ГПЗ – генератор подкачки заряда, УМ – усилитель мощности, ФНЧ – фильтр нижних частот, СМ – смеситель частоты, ГУН – генератор, управляемый напряжением, ДЧ1, ДЧ2 – делители частоты с коэффициентами m_1 и m_2 , ВУМ – выходной усилитель мощности.

Синтезатор, представленный на рисунке 4.20, включает в себя систему ФАПЧ со смесителем частоты в цепи обратной связи. Сигнал высокостабильного ГОЧ поступает на умножители частоты УЧ1, УЧ2 и используется для тактирования

ЦВС, а также в качестве эталонного сигнала подаётся на один из входов ФД. Сигнал ошибки с выхода ФД усиливается ГПЗ и после фильтрации ФНЧ подается на ГУН, сигнал которого поступает на ВУМ и ДЧ1.

Сигнал после делителя частоты подаётся на вход гетеродина смесителя частоты. В качестве ПЧ на смеситель подаётся образ основной частоты ЦВС $f_{ОБР}$, выделенный с помощью ПФ1 и усиленный УМ. Посредством ПФ2 на выходе смесителя выделяется частота $f_{СР}$, которая подаётся на фазовый детектор для управления выходной частотой синтезатора. При необходимости устанавливается дополнительный делитель ДЧ2.

Выходная частота гибридного синтезатора будет определяться выражением:

$$f_{ВЫХ} = m_1 \left(n_2 f_{ГОЧ} m_2 + |n_{ОБР} n_1 f_{ГОЧ} + f_{ЦВС}| \right), \quad (4.11)$$

где $f_{ГОЧ}$ – частота опорного генератора; $f_{ЦВС}$ – частота на выходе ЦВС, $n_{ОБР}$ – номер образа основной частоты ЦВС.

Диапазон изменения частоты синтезатора с помощью ЦВС и смесителя будет равен:

$$\Delta f_{ЦВС+СМ} = \left(m_1 (n_2 f_{ГОЧ} m_2 - f_{ПЧ\ МИН}) \right) - \left(m_1 (n_2 f_{ГОЧ} m_2 - f_{ПЧ\ МАКС}) \right), \quad (4.12)$$

при $m_1 = 1$:

$$\Delta f_{ЦВС+СМ} = f_{ПЧ\ МАКС} - f_{ПЧ\ МИН}, \quad (4.13)$$

где $f_{ПЧ\ МАКС, МИН} = |n_{ОБР} n_1 f_{ГОЧ} - f_{ЦВС\ МАКС, МИН}|$ – максимальная и минимальная частоты, подаваемые на вход ПЧ смесителя, $f_{ЦВС\ МАКС, МИН}$ – максимальная и минимальная частоты на выходе ЦВС соответственно.

Такой подход позволяет уменьшить коэффициент деления в цепи обратной связи ФАПЧ благодаря использованию смесителя частоты и высокочастотного сигнала образов основной частоты ЦВС. Вклад собственных шумов ЦВС оказывает незначительное влияние на результирующий уровень фазовых шумов синтезатора частот [17, 105].

Однако практическая реализация такого формирователя оказывается сложной, из-за необходимости дополнительного усиления слабого сигнала в высших зонах Найквиста. Кроме того, на выходе смесителя частоты присутствуют суммарная и

разностная частоты преобразования, а также интермодуляционные составляющие, при фильтрации которых ограничивается полоса перестройки частоты.

Для уменьшения указанных недостатков предлагается использовать схему гибридного синтезатора частот на основе высокоскоростного двухканального ЦАП и квадратурного модулятора [119], представленную на рисунке 4.21.

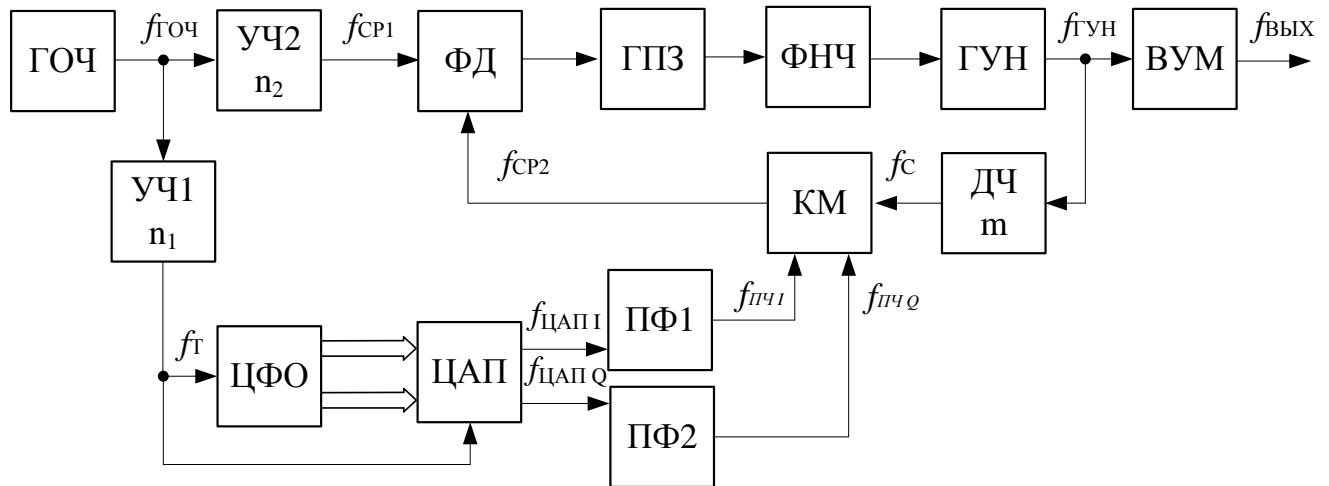


Рисунок 4.22 – Структурная схема гибридного синтезатора частот на основе высокоскоростного двухканального ЦАП и квадратурного модулятора

Патент на полезную модель гибридного синтезатора частот на основе быстрого действующего двухканального ЦАП и квадратурного модулятора № 226574 от 23.03.2024 приведён в приложении А.3.

На рисунке 4.22 ЦВС заменён на двухканальный цифроаналоговый преобразователь, который управляется цифровым формирователем отсчётов (ЦФО). Ряд современных многоканальных ЦАП могут работать в специальных режимах с расширением спектра [33]. Применение специальных режимов работы ЦАП даёт возможность увеличить амплитуду образов основной частоты в дальних зонах Найквиста без введения дополнительных усилительных каскадов. Под управлением ЦФО на выходе такого ЦАП формируются квадратурные модулирующие сигналы $U_{ЦАП I}$, $U_{ЦАП Q}$, позволяющие существенно подавить зеркальную полосу частот и ча-

стоту несущего колебания. Из квадратурного сигнала с помощью ПФ1 и ПФ2 выделяются образы с частотой $f_{ПЧ}$, которые подаются на управляющие входы квадратурного модулятора (КМ). С выхода ДЧ сигнал с частотой f_C поступает на вход несущей частоты КМ. На выходе квадратурного модулятора образуется сигнал U_{KM} , равный:

$$U_{KM} = U_{МОД I} \cdot \cos(2\pi f_C) + U_{МОД Q} \cdot \sin(2\pi f_C), \quad (4.14)$$

где $U_{МОД I} = \sin(2\pi f_{ПЧ})$, $U_{МОД Q} = \cos(2\pi f_{ПЧ})$ при использовании на выходе квадратурного модулятора суммарной составляющей и $U_{МОД I} = \cos(2\pi f_{ПЧ})$, $U_{МОД Q} = \sin(2\pi f_{ПЧ})$ при использовании разностной составляющей.

Выходной сигнал КМ подаётся на второй вход ФД и сравнивается с опорным сигналом для выработки сигнала ошибки, который после фильтрации подстраивает выходную частоту ГУН.

Сигнал с выхода КМ может содержать только верхнюю, или только нижнюю боковые полосы, смещённые относительно частоты несущего колебания. Подавление остаточных сигналов несущего колебания и зеркального канала современных КМ составляет не менее 32 дБ относительно основной частоты [57].

В результате диапазон перестройки частоты синтезатора посредством ЦАП и квадратурного модулятора будет равен:

$$\Delta f_{ЦАП+КМ} = (n_2 f_{ГОЧ} m + (f_{ПЧ МАКС} - f_{ПЧ МИН})) - (n_2 f_{ГОЧ} m - (f_{ПЧ МАКС} - f_{ПЧ МИН})), \quad (4.15)$$

где $f_{ПЧ МАКС}$, $МИН$ – максимальная и минимальная частоты сигнала промежуточной частоты $f_{ПЧ}$.

Раскрыв скобки в выражении (4.13) для первой зоны Найквиста при $f_{ПЧ МИН} = 0$ получим $\Delta f_{KM} = 2f_{ПЧ МАКС}$, для других зон $\Delta f_{ЦАП+КМ} = 2(f_{ПЧ МАКС} - f_{ПЧ МИН})$.

Таким образом, применение в структуре гибридного синтезатора частот высокоскоростного, двухканального ЦАП совместно с КМ позволяет подавить зеркальную частоту и частоту несущего колебания более 32 дБ, расширив диапазон подстройки синтезатора с помощью цепи смещения. Применение образов основной

частоты в специальных режимах работы ЦАП даёт возможность снизить коэффициент деления в цепи обратной связи ФАПЧ без использования дополнительных усилительных каскадов.

4.4 Выводы

1. Предложен и реализован цифровой формирователь фазоманипулированных сигналов на основе цифроаналогового преобразователя с двух портовым интерфейсом и удвоенной скоростью передачи данных – схема с комбинированием данных. Результаты теоретических исследований, подтвержденные экспериментально, показали, что при комбинировании данных в режиме работы NRZ спектр сигнала на выходе ЦАП будет совпадать со спектром дискретного сигнала с частотой дискретизации $f_d = f_T / 2$. В режимах работы RZ и RF при комбинировании данных амплитуды образов в 4, 5 зонах Найквиста увеличиваются на 5–15 дБ и на 1–5 дБ снижается мощность спектральных составляющих в зонах 1-3, 6-8 по сравнению с режимом, не использующим удвоение тактовой частоты, что позволяет повысить частоты формируемого радиосигнала при использовании образов в специальных режимах работы высокоскоростных ЦАП.

В предложенной схеме формирователя сигналов, на который получен патент на полезную модель, повысилось быстродействие цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов и необходимый объем памяти сократился в два раза.

2. Сравнительный анализ результатов моделирования и экспериментального исследования шумовых характеристик формирователя когерентных сигналов по предложенной структуре позволил выявить отклонение значений СПМ фазовых шумов на отстройке от 1 кГц до 10 кГц, вызванное влиянием шумов цепи питания ЦАП. Введение дополнительных цепей стабилизации электропитания позволило снизить уровень фазовых шумов формирователя сигналов на 5-6 дБ. Для предложенных моделей СПМ фазовых шумов формирователя сигналов значения средней ошибки аппроксимации составляет менее 1 дБ, а максимальная ошибка аппрокси-

мации не превышает 2,5 дБ, что удовлетворяет условию адекватности моделей. Таким образом, разработанные математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователей когерентных сигналов на основе высокоскоростных ЦАП подтверждены экспериментально.

3. Предложена схема гибридного синтезатора частот с квадратурным модулятором и многоканальным ЦАП для смещения частоты в цепи обратной связи ФАПЧ, на который получен патент на полезную модель. Предложенная схема гибридного синтезатора позволяет уменьшить коэффициент деления в цепи обратной связи при использовании образов основной частоты высших зон Найквиста в специальных режимах работы высокоскоростного ЦАП без использования дополнительных усилительных каскадов. Применение квадратурного модулятора совместно с двухканальным ЦАП позволяет подавить зеркальную частоту и остаточный сигнал несущего колебания более 32 дБ, расширив диапазон подстройки синтезатора с помощью цепи смещения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Цель исследования была достигнута благодаря решению всех поставленных задач. О достижении цели свидетельствуют следующие результаты:

1. Проведен анализ основных характеристик и методов построения синтезаторов частот и формирователей когерентных высокочастотных сигналов со сложными видами модуляции. Определено, что структура на основе высокоскоростного ЦАП обеспечивает унификацию конструкции формирователей сигналов, а генератор опорных сигналов для многоканальной когерентной системы целесообразно построить на основе общей опорной частоты.

2. Предложена обобщённая структурная схема когерентной радиосистемы на основе высокоскоростных ЦАП, включающая генератор опорных сигналов, формирователи сигналов передатчика и гетеродина приемника, которая позволяет на основе унифицированной структуры формировать сигналы для заданной полосы частот при использовании образов в высших зонах Найквиста.

3. Разработан алгоритм частотного планирования, позволяющий определить параметры (коэффициенты умножения, номера зон Найквиста, коэффициенты передачи ЦАП, частоты в различных точках схемы) нескольких когерентных каналов формирования радиосигналов с учётом режима преобразования сигнала в приёмном устройстве, в том числе с возможностью использования спектральных оставляющих высших зон Найквиста для повышения выходной частоты ЦАП.

4. На основе предложенного алгоритма реализована программа, позволяющая рассчитать возможные варианты частотного плана и представить их в виде таблицы параметров, с возможностью сортировки и визуального отображения спектральных составляющих сигнала с учётом влияния специальных режимов работы высокоскоростных ЦАП. Разработана методика проектирования многоканальных когерентных радиосистем, использующих высокоскоростные ЦАП в специальных режимах работы.

5. С помощью разработанной автором программы и предложенной методики проектирования проведен расчет параметров формирователей сигналов когерентных радиосистем UHF и S диапазонов частот и анализ вариантов их реализации. Разработаны детализированные структурные схемы двухканального генератора опорных сигналов, формирователей сигналов гетеродина и передатчика, которые позволяют реализовать генерирование сигналов на основе унифицированной конструкции с использованием для повышения частоты на выходе ЦАП образов сигнала в высших зонах Найквиста и смесителя частоты. Использование образов основной частоты на выходе ЦАП в режиме RZ позволило значительно упростить структуру формирователя сигналов с точки зрения технической реализации, исключив попадание интермодуляционных составляющих в полосу рабочих частот.

Предложен и реализован цифровой формирователь фазоманипулированных сигналов на основе цифроаналогового преобразователя с двух портовым интерфейсом и удвоенной скоростью передачи данных – схема с комбинированием данных. Предложенный формирователь сигналов, на который получен патент на полезную модель, повысил быстродействие цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов и сократил необходимый объем памяти в два раза.

Результаты теоретических исследований, подтвержденные экспериментально, показали, что в режимах работы RZ и RF при комбинировании данных амплитуды образов в 4, 5 зонах Найквиста увеличиваются на 5-15 дБ и на 1-5 дБ снижается мощность спектральных составляющих в зонах 1-3, 6-8 по сравнению с режимом, не использующим удвоение тактовой частоты, что позволяет повысить частоту формируемого радиосигнала при использовании образов в специальных режимах работы высокоскоростных ЦАП.

6. На основе сравнительного анализа известных моделей СПМ фазовых шумов для высокоскоростных ЦАП предложена модель на основе регрессии экспериментальных данных, учитывающая изменение амплитуды сигнала в специальных режимах работы ЦАП.

Составлены математические модели СПМ фазовых шумов в одной боковой полосе частот формирователей сигналов гетеродина и передатчика с учётом вклада шумов каждого функционального звена схемы.

Сравнительный анализ полученных шумовых характеристик показал, что структура формирователя на основе высокоскоростного ЦАП, использующего образы основной частоты, позволяет упростить структуру за счет уменьшения количества функциональных звеньев и обеспечить уровень СПМ фазовых шумов не более минус 120 дБ/Гц на отстройке 1 кГц от несущей частоты для выходных частот 823-1130 МГц и 4050 МГц.

Сравнительный анализ результатов моделирования и экспериментального исследования шумовых характеристик формирователя когерентных сигналов по предложенной структуре позволил выявить отклонение значений СПМ фазовых шумов вызванное влиянием шумов цепи питания ЦАП. Введение дополнительных цепей стабилизации электропитания позволило снизить уровень фазовых шумов формирователя сигналов на 5-6 дБ. Для предложенных моделей СПМ фазовых шумов формирователя сигналов значения средней ошибки аппроксимации составляет менее 1 дБ, а максимальная ошибка аппроксимации не превышает 2,5 дБ. Таким образом, разработанные математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователей когерентных сигналов на основе высокоскоростных ЦАП подтверждены экспериментально.

7. Предложена схема гибридного синтезатора частот с квадратурным модулятором и многоканальным ЦАП для смещения частоты в цепи обратной связи ФАПЧ, на которую получен патент. Предложенная схема гибридного синтезатора позволяет уменьшить коэффициент деления в цепи обратной связи при использовании образов основной частоты высших зон Найквиста в специальных режимах работы высокоскоростного ЦАП без использования дополнительных усилительных каскадов. Применение квадратурного модулятора совместно с двухканальным ЦАП позволяет подавить зеркальную частоту и остаточный сигнал несущего колебания более 32 дБ, расширив диапазон подстройки синтезатора с помощью цепи смещения.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АП – антенный переключатель;
- АПЧ – автоматическая подстройка частоты;
- АФ – аккумулятор фазы;
- БТС – буфер тактового сигнала;
- ВУМ – выходной усилитель мощности;
- ГОС – генератор опорных сигналов;
- ГОЧ – генератор опорной частоты;
- ГПЗ – генератор подкачки заряда;
- ГТЧ – генератор тактовой частоты;
- ГУН – генератор, управляемый напряжением;
- ГЦУ – генератор с цифровым управлением;
- ДМ – делитель мощности;
- ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления;
- ДЧ – делитель частоты;
- ЖИГ – резонатор на железо-иттриевом гранате;
- ИЭП – источник электропитания;
- КМ – квадратурный модулятор;
- КМОП – комплементарная структура, металл, оксид, проводник;
- КПД – коэффициент полезного действия;
- ЛЧМ – линейно частотная модуляция;
- МОП – структура металл, оксид, проводник;
- МПИ – магистральный последовательный интерфейс;
- ПЗУ – постоянное запоминающее устройство;
- ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема;
- ПРМ – приёмное устройство;
- ПСС – побочные составляющие спектра;
- ПФ – полосовой фильтр;
- РПДУ – радиопередающее устройство;

РТС – радиотехнические системы;
СВЧ – сверхвысокочастотное излучение;
СМ – смеситель частоты;
СПМ – спектральная плотность мощности;
УМ – усилитель мощности;
УТС – устройство тактирования и синхронизации;
УУ – устройство управления;
УЧ – умножитель частоты;
ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты;
ФД – фазовый детектор;
ФКМ – фазо-кодовая манипуляция;
ФНЧ – фильтр нижних частот;
ФСГ – формирователь сигнала гетеродина;
ФСП – формирователь сигналов передатчика;
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь;
ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор;
ЦФО – цифровой формирователь отсчётов;
ЭВМ – электронная вычислительная машина.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по радиолокации / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы. В 2 кн. Кн. 1. - М.: Техносфера, 2014. - 672 с. - ISBN 978-5-94836-381-3. - Текст : непосредственный.
2. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск: учебник / В.Н. Тяпкин, А.Н. Фомин, Е.Н. Гарин [и др.]; под общ. ред. В.Н. Тяпкина. - Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2011. - 536 с. - Текст : непосредственный.
3. Reza Sadeghifar, M. A voltage-mode RF DAC for massive MIMO system-on-chip digital transmitters / M. Reza Sadeghifar, H. Bengtsson, J.J. Wikner // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. - 2019. - С. 683–692. - <https://doi.org/10.1007/s10470-019-01497-9>. - Текст : электронный.
4. Манасевич, В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: пер. с англ. / В. Манасевич; под ред. А.С. Галина. - М.: Связь, 1979. - 384 с. - Текст : непосредственный.
5. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. - М.: Радио и связь, 1991. - 264 с. - Текст : непосредственный.
6. Шапиро, Д.Н. Основы теории синтеза частот / Д.Н. Шапиро, А.А. Паин. - М.: Радио и связь, 1981. - 264 с. - Текст : непосредственный.
7. Левин, В.А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты / В.А. Левин, В.Н. Малиновский, С.К. Романов. - М.: Радио и связь, 1989. - 232 с. - Текст : непосредственный.
8. Устройства генерирования и формирования радиосигналов: учебник для вузов / Л.А. Белов, В.М. Богачев, М.В. Благовещенский [и др.]; под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова, М.В. Благовещенского. - М.: Радио и связь, 1994. - 416 с. - Текст : непосредственный.
- 9 Ямпурин, Н.П. Формирование прецизионных частот и сигналов: учеб. пособие / Н.П. Ямпурин, Е.В. Сафонова, Е.Б. Жалнин; Нижегород. гос. техн. ун-т. - Н. Новгород, 2003. - 187 с. - Текст : непосредственный.

10. Шахгильдян, В.В. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин [и др.]. - 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и Связь, 2003. - 560 с. - Текст : непосредственный.

11. Белов, Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Л.А. Белов. - М.: Издательский центр «Академия», 2005. - 224 с. - Текст : непосредственный.

12. Шахтарин, Б.И. Синтезаторы частот / Б.И. Шахтарин, Г.Н. Прохладин, А.А. Иванов [и др.]. - М.: Горячая линия – Телеком, 2007. - 128 с. - Текст : непосредственный.

13. 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.

14. Дьяконов, В.П. Генерация и генераторы сигналов / В.П. Дьяконов. - М.: ДМК Пресс, 2009. - 384 с. - Текст : непосредственный.

15. Ромашов, В.В. Цифровые синтезаторы частот: учебное пособие для студентов образовательных программ 11.04.01 Радиотехника, 11.03.01 Радиотехника, 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи [Электронный ресурс] / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова. - Электрон. текстовые дан. (3,2 Мб). - Муром: МИ ВлГУ, 2016. - 1 электрон. опт. диск (CD-R). - Систем. требования: процессор x86 с тактовой частотой 500 МГц и выше; 512 Мб ОЗУ; Windows XP/7/8; видеокарта SVGA 1280x1024 High Color (32 bit); привод CD-ROM. - Загл. с титул. экрана. - Текст : электронный. - ISBN 978-5-8439-0354-1.

16. Царапкин, Д.П. Методы генерирования СВЧ колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.04 / Царапкин Дмитрий Петрович; МЭИ. - М., 2004. - 412 с. - Текст : электронный.

17. Якименко, К.А. Гибридные синтезаторы частот с низким уровнем фазовых шумов: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Якименко Кирилл Александрович; МИВлГУ. - Муром, 2018. - 158 с. - Текст : непосредственный.

18. Суржик, Д.И. Цифровые вычислительные синтезаторы с автоматической компенсацией фазовых искажений: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Суржик Дмитрий Игоревич; МИВЛГУ. - Муром, 2016. - 155 с. - Текст : непосредственный.

19. Докторов, А.Н. Формирователи высокочастотных сигналов с использованием копий спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Докторов Андрей Николаевич; МИВЛГУ. - Муром, 2018. - 162 с. - Текст : непосредственный.

20. Kroupa, V.F. Frequency Synthesis Theory, Design and Applications / V.F. Kroupa. - New York: Willey, 1973. - 295 с. - Текст : непосредственный.

21. Rohde, U.L. RF/Microwave circuit design for wireless applications / U.L. Rohde, D.P. Newkirk. - New York: John Wiley & Sons, Inc, 2000. - 954 с. - Текст : непосредственный.

22. Da Silva, E. High Frequency and Microwave Engineering / E. Da Silva. - A division of Reed Educational and Professional Publishing Ltd, 2001. - 440 p. - Текст : непосредственный.

23. Limkumnerd, S. Mathematical models and simulations of phase noise in phase-locked loops / S. Limkumnerd, D. Eungdamrong // Songklanakarin J. Sci. Technol. - 2007. - V. 29. - № 4. - P. 1017-1028. - Текст : непосредственный.

24. Hagen, J.B. Radio-Frequency Electronics. Circuits and Applications / J.B. Hagen. - Cambridge University Press, 2009. - 454 с. - Текст : непосредственный.

25. Chenakin, A. Frequency Synthesizers: From Concept to Product / A. Chenakin. - New York: Artech House, 2010. - 235 с. - Текст : непосредственный.

26. Vankka, J. Digital Synthesizers and Transmitters for Software Radio / J. Vankka. - Netherlands: Springer, 2005. - 335 с. - Текст : непосредственный.

27. Царапкин, Д.П. Методы генерирования СВЧ колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.04 / Царапкин Дмитрий Петрович; МЭИ. - М., 2004. - 412 с. - Текст : электронный.

28. Калашников, К.В. Криогенный фазовый детектор / К.В. Калашников, А.В. Худченко, В.П. Кошелец // Известия РАН. Серия физическая. - 2013. - Том 77. - № 1. - С. 35-38. - DOI: 10.7868/S0367676513010134. - Текст : электронный.

29. Голов, Н.А. Эволюция радиофотоники и перспективы ее применения в радиолокации / Н.А. Голов, В.А. Усачев, С.Ф. Боев [и др.] // V Всероссийская научно-техническая конференция «РТИ Системы ВКО — 2017»: труды конференции. - М., 2018. - С. 292-319. - Текст : электронный.

30. Шумов, А.В. Концепция построения радиолокационной станции на основе элементов радиофотоники / А.В. Шумов, С.И. Нефедов, А.Р. Бикметов // Наука и Образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. - 2016. - № 05. - С. 41–65. - DOI: 10.7463/0516.0840246. - Текст : электронный.

31. Kroupa, V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis / V.F. Kroupa. - New York: John Wiley & Sons, Ltd, 2003. - 320 с. - Текст : непосредственный.

32. Chen, S.Y. Multi-mode sub-Nyquist rate digital-to-analog conversion for direct waveform synthesis / S.Y. Chen, N.S. Kim, J.M. Rabaey // IEEE Workshop on Signal Processing Systems. - 2008. - С. 112-117. - DOI: 10.1109/SIPS.2008.4671747. - Текст : электронный.

33. 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.

34. Королёв, А.В. Анализ фазовых и амплитудных шумов многорежимных цифро-аналоговых преобразователей в режимах RZ, NRZ и RF / А.В. Королёв, С.Г. Рыков // Радиотехника. - 2024. - Т. 88. - № 2. - С. 138-155. - DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202402-17>. - Текст : непосредственный.

35. Romashov, V.V. Low-noise hybrid frequency synthesizers for 5G technology / V.V. Romashov, K.A. Yakimenko // Journal of Physics: Conference Series. - 2019. - Volume 1399. - Issue 2. - Текст : непосредственный.

36. Горевой, А.В. Маломощные источники непрерывных сигналов СВЧ для измерительной техники: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Горевой Андрей Викторович; ТУСУР. - Томск, 2017. - 118 с. - Текст : электронный.

37. Pulsed Phase Noise Measurements / Rohde&Schwartz. Application note: Pulsed phase noise measurements, - Текст : электронный // Rohde-Schwarz.com. [сайт]

- URL: https://www.rohde-schwarz.com/my/applications/pulsed-phase-noise-measurements-application-note_56280-241278.html - (дата обращения: 21.05.2021).

38. Лапшенков, Е.М. Миниатюризация генератора последовательностей радиочастотных импульсов ЯМР-релаксометра / Е.М. Лапшенков, В.Я. Волков // Современные наукоемкие технологии. - 2017. - № 9. - С. 42-47. - Текст : электронный.

39. Добровольский, А.А. Высокочастотные прецизионные малощумящие кварцевые генераторы / А.А. Добровольский // Электронные компоненты. - 2003. - №8. - С. 79-81. - Текст : электронный.

40. Толкачев, П.А. Методики увеличения качества спектра выходного сигнала для синтезатора частот косвенного синтеза с делителем с переменным коэффициентом деления / П.А. Толкачев // Автоматизация. Современные технологии. - 2017. - Т. 71. - № 7. - С. 309-313. - Текст : электронный.

41. Rutman, J. Characterization of Frequency Stability In Precision Frequency Sources / J. Rutman, F.L. Walls // Proceedings of the IEEE. - 1991. - Vol. 79. - No. 7. - С. 952-960. - Текст : электронный.

42. Barnes, J.A. Characterization of frequency stability / J.A. Barnes, A.R. Chi, L.S. Cutler [и др.] // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - 1978. - Vol. 66. - С. 1048-1174. - Текст : электронный.

43. Vig, J. IEEE standard definitions of physical quantities for fundamental frequency and time metrology—random instabilities. / J.R. Vig, E.S. Ferre-Pikal et al // IEEE Standard 1139. - 1999. - Текст : электронный.

44. Leeson, D.B. A simple model of feedback oscillator noise spectrum / D.B. Leeson // IEEE Proc. Letters. - 1966. - V.54. - P. 329–330. - Текст : непосредственный.

45. Kester, W. Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter. - Текст : электронный // Analog Devices Inc., 2005. [сайт] - URL: <https://www.analog.com/MT-008> - (дата обращения: 23.09.2022).

46. Источники сигналов для когерентных и фазо-стабильных многоканальных систем. - Текст : электронный // Руководство по применению. Agilent Technologies. - 2012. - URL: <https://radiorf.ru/wp-content/uploads/2014/11/Istochniki-signalov->

dlya-kogerentnyh-i-fazo-stabilnyh-mnogokanalnyh-sistem.pdf - (дата обращения: 05.09.2024).

47. Радиолокационные системы: учебник / В.П. Бердышев, Е.Н. Гарин, А.Н. Фомин [и др.]; под общ. ред. В.П. Бердышева. - Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2011. - 400 с. - ISBN 978-5-7638-2479-7. - Текст : непосредственный.

48. Самойлов, А.Г. Радиопередающие устройства: учеб.-практ. пособие / А.Г. Самойлов, В.С. Самойлов, С.А. Самойлов; Владим. гос. ун-т им. А.Г. и Н.Г. Столетовых. - Владимир, 2023. - 156 с. - ISBN 978-5-9984-1549-4. - Текст : непосредственный.

49. Мерфи, Е. Прямой цифровой синтез (DDS) / Е. Мерфи, К. Слеттери; пер. А. Власенко // Компоненты и технологии. - 2006. - №8. - Текст : непосредственный.

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

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

52. Печников, С.С. Формирователи спектрально-эффективных радиосигналов с компенсацией амплитудно-фазовых искажений: дис. ... канд. техн. наук: 2.2.13 / Печников Сергей Сергеевич; ВИ МВД РФ. - Воронеж, 2021. - 157 с. - Текст : электронный.

53. Черкашин, А.А. Синтезатор ЛЧМ сигналов с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты и сигма-дельта модулятором: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Черкашин Александр Александрович. - М., 2012. - 23 с. - Текст : электронный.

54. Белов, Л.А. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / Л.А. Белов, М.В. Благовещенский, В.М. Богачев [и др.]; под ред. М.В. Благовещенского, Г.М. Уткина. - М.: Радио и связь, 1982. - 408 с. - Текст : непосредственный.

55. Седышев, Ю.Н. Теория и техника генерирования, излучения и приема радиолокационных сигналов / под ред. Ю.Н. Седышева. - Харьков: ВИРТА ПВО, 1986. - 650 с. - Текст : электронный.

56. Голуб, В.С. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи / В.С. Голуб // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. - 2003. - №3. - С. 28-32. - Текст : непосредственный.

57. Nash, E. Application note AN-1039 / Correcting Imperfections in IQ Modulators to Improve RF Signal Fidelity - Текст : электронный // Analog Devices Inc., 2009 : [сайт]. - URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN1039.pdf> - (дата обращения: 14.11.2020).

58. Дингес, С.И. СВЧ-преобразователи частоты. Часть 2. Классификация преобразователей по принципу функционирования / С.И. Дингес, В.Н. Кочемасов // Компоненты и технологии. - 2018. - № 5. - С. 12-21. - Текст : непосредственный.

59. Ромашов, В.В. Обзор методов формирования сложных радиолокационных сигналов на основе цифро-аналоговых преобразователей [Электронный ресурс] / В.В. Ромашов, И.Д. Грошков // Радиолокация и связь – перспективные технологии. XVIII Всероссийская молодежная научно-техническая конференция. Москва. 2020 г.: сб. трудов конф. - М.: Мир науки, 2021. - URL: <https://izdmn.com/PDF/02MNNPK21.pdf>. - Текст : электронный.

60. Грошков, И.Д. Анализ методов формирования сигналов радиолокационных станций на основе цифро-аналоговых преобразователей / И.Д. Грошков // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XIII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всерос. межвуз. науч. конф. - Муром, 2021. - С. 133-136. - Текст : электронный.

61. Джан, И. Баланс квадратурных составляющих и подавления зеркального канала в беспроводных передатчиках / И. Джан // Беспроводные технологии. - 2011. - № 1. - С. 58–62. - Текст : непосредственный.

62. Храмов, К.К. Автоматизированная система анализа динамических характеристик квадратурного формирователя сигналов / К.К. Храмов, И.Д. Грошков //

Сборник трудов XV международной конференции NIDays-2016. - М.: ДМК-пресс, 2016. - С. 145-147. - Текст : непосредственный.

63. Kester, W. Oversampling Interpolating DACs. - Текст : электронный // Analog Devices Inc., 2009. [сайт] - URL: <https://www.analog.com/media/cn/training-seminars/tutorials/MT-017.pdf> - (дата обращения: 12.05.2024).

64. 14-Bit, 2.5 GSPS, RF Digital-to-Analog Converter AD9739. Datasheet [Электронный ресурс]. - URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9739.pdf> - (дата обращения: 12.05.2024).

65. Ромашов, В.В. Экспериментальное исследование формирователя сигналов на основе радиочастотного ЦАП с удвоенной скоростью передачи данных [Электронный ресурс] / В.В. Ромашов, И.Д. Грошков // Радиолокация и связь – перспективные технологии. XX Всероссийская молодежная научно-техническая конференция. Москва. 2022 г.: сб. трудов конф. - М.: Мир науки, 2023. - URL: <https://izdmn.com/PDF/05MNNPK23.pdf>. - Загл. с экрана. - ISBN 978-5-907603-81-3. - С. 52–57. - Текст : электронный.

66. JESD204B Survival Guide / Practical JESD204B Technical Information, Tips, and Advice - Текст : электронный // Analog Devices Inc., 2014. [сайт]. - URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/JESD204B-Survival-Guide.pdf> - (дата обращения: 10.11.2020).

67. Harris, J. What Is JESD204 and Why Should We Pay Attention to It. - Текст : электронный // Analog Devices Inc., 2019. [сайт] - URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/What-Is-JESD204-and-Why-Should-We-Pay-Attention-to-It.pdf> - (дата обращения: 24.11.2020).

68. Browne, J. Data Converters Drive RF Designs - Текст : электронный // Microwaves & RF. [сайт]. - URL: <https://www.mwrf.com/technologies/components/article/21849014/discovering-adcs-and-dacs-for-defense-electronics-systems> - (дата обращения: 24.11.2020).

69. Daniel, E. New RF DAC Broadens Software-Defined Radio Horizon / E. Daniel. - Текст : электронный // Analog Devices Inc., 2016 : [сайт]. - . - URL:

<https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-50/number-3/articles/new-rf-dac-broadens-sdr-horizon.pdf> - (дата обращения: 25.09.2020).

70. Tanygin, V. A practical design of a low phase noise airborne X-band frequency synthesizer / V. Tanygin // *Microwave Journal*. - Oct., 2006. - Pp. 92-114. - Текст : электронный.

71. Chao, Xu. Analysis of Clock Buffer Phase Noise / Xu Chao, Frank Barber, Kenneth R. Laker, Jan Van der Spiegel. - Текст : электронный // *International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2002)*. - 2002. - Volume 5. - Pp. 657–660. - URL: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/tocresult.jsp?isNumber=21767&page=11> - (дата обращения: 25.09.2020).

72. Докторов, А.Н. Алгоритм частотного планирования формирователя сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов в режиме образов основной частоты / А.Н. Докторов, К.А. Якименко // *Научный потенциал молодежи – будущее России: V Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл.* - Муром, 2013. - С. 320-321. - Текст : непосредственный.

73. Ромашов, В.В. Программа расчета частотного плана формирователя сигналов, построенного на базе цифрового вычислительного синтезатора: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2015610107 / В.В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов. - 2015. - Текст : электронный.

74. Грошков, И.Д. Методика проектирования формирователей когерентных сигналов на основе высокоскоростных ЦАП / И.Д. Грошков // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. - Муром. - 2025. - №3. - С. 80-89. - Текст : непосредственный.

75. Свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ N 2025617592 Программа расчета частотного плана формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей : N 2025615861 : заявл. 12.03.2025 : опубликовано 26.03.2025 / Грошков И.Д. - 2025. - Текст : непосредственный. - Текст : непосредственный.

76. Якимов, А.В. Физика шумов и флуктуаций параметров: электронное учебное пособие / А.В. Якимов; Нижегород. гос. ун-т. – Н. Новгород, 2013. - 85 с. - Текст : непосредственный.

77. Жалуд, В. Шумы в полупроводниковых устройствах / В. Жалуд, В.Н. Кулешов; под общ. ред. А.К. Нарышкина. - М.: Соврадио, 1977. - 416 с. - Текст : непосредственный.

78. Nitin, K. Temperature dependence of 1/f noise mechanisms in silicon nanowire biochemical field effect transistors / K. Nitin, Rajan N.K., Routenberg D.A. [и др.] // American Institute of Physics. - 2010. - doi:10.1063/1.3526382. - Текст : электронный.

79. Пасакьян, П.Э. Оптимизация систем питания сигнальной цепи / П.Э. Пасакьян, П. Перес, Д.М. Дела Круз - Текст : электронный // Электромагнитная Совместимость в Электронике. - 2021. - С. 127-138. - URL: <https://emc-e.ru/wp-content/uploads/04127.pdf> - (дата обращения: 21.05.2021).

80. 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. - DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202307-15>. - Текст : непосредственный.

81. Королев, А.В. Измерение вносимых фазовых шумов элементов радиочастотного тракта радиометрических приемников / А.В. Королев, С.Г. Рыков, И.А. Сидоров [и др.] // Электромагнитные волны и электронные системы. - 2024. - Т. 29. - № 3. - С. 88–96. - DOI: <https://doi.org/10.18127/j15604128-202403-09>. - Текст : непосредственный.

82. Бережняк, И.П. Естественные шумы балансного фазового детектора / И.П. Бережняк, В.Н. Кулешов // Радиотехника. - 1980. - Т. 35. - №2. - С. 46-48. - Текст : непосредственный.

83. 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. - DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202302-21>. - Текст : непосредственный.

84. Ченакин, А. ГУН или ЖИГ? Проблема выбора при проектировании высококачественного синтезатора с ФАПЧ / А. Ченакин // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. - 2012. - №6. - С. 118-122. - Текст : непосредственный.

85. Ромашов, В.В. Регрессионная модель шумовых характеристик генераторов сигналов / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2012. - №3. - С. 69-75. - Текст : непосредственный.

86. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик генераторов сигналов радиолокационных систем / В.В. Ромашов, И.Д. Грошков // Методы и устройства передачи и обработки информации. - 2020. - Вып. 22. - С. 10–14. - Текст : непосредственный.

87. Грошков, И.Д. Оценка адекватности регрессионной модели шумовых характеристик устройства формирования высокочастотных сигналов / И.Д. Грошков // Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства». - Рязань: РГРТУ, 2023. - С. 61-66. - Текст : непосредственный.

88. Вучков, И. Прикладной линейный регрессионный анализ / И. Вучков, Л. Бояджиева, Е. Солаков. - М.: Финансы и статистика, 1987. - 239 с. - Текст : непосредственный.

89. Мойзес, Б.Б. Статистические методы контроля качества и обработка экспериментальных данных: учебное пособие / Б.Б. Мойзес, И.В. Плотникова, Л.А. Редько; Томский политехнический университет. - Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2016. - 119 с. - ISBN 978-5-4387-0700-4. - Текст : непосредственный.

90. Грошков, И.Д. Математические модели шумовых характеристик буферов тактовых импульсов / И.Д. Грошков // Перспективные технологии в средствах передачи информации: материалы 14-ой международной научно-технической конференции. - Владимир: ВлГУ, 2021. - С. 210-213. - ISBN 978-5-9984-1357-5. - Текст : электронный.

91. Грошков, И.Д. Математическое моделирование шумовых характеристик буферов тактовых импульсов [Электронный ресурс] / И.Д. Грошков // Радиолокация и связь – перспективные технологии. XIX Всероссийская молодежная научно-техническая конференция (Москва, 09 декабря 2021 г.): сб. трудов конф. - М.: Мир науки, 2021. - URL: <https://izd-mn.com/PDF/02MNNPK22.pdf>. - Текст : электронный.

92. 2.5 V/3.3 V, Four LVPECL Outputs, SiGe Clock Fanout Buffer ADCLK944. Datasheet. - Текст : электронный. - URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADCLK944.pdf> - (дата обращения: 27.09.2023).

93. Ромашова, Л.В. Разработка и исследование математических моделей шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Ромашова Любовь Владимировна; ВлГУ. - Владимир, 2012. - 167 с. - Текст : непосредственный.

94. Королев, А.В. Фазовые шумы цифровых вычислительных синтезаторов при изменении частот тактового и выходного колебания / А.В. Королев, С.Г. Рыков // Радиотехника. - 2021. - Т. 85. - № 5. - С. 100-116. - DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202105-10>. - Текст : непосредственный.

95. Грошков, И.Д. Моделирование спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователей сигналов на основе высокоскоростных ЦАП / И.Д. Грошков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - Муром. - 2024. - №3. - С. 80-86. - DOI: 10.24412/2221-2574-2024-3-80-86. - Текст : электронный.

96. Rohde & Schwarz R&S®FSWP Phase Noise Analyzer. - Текст : электронный / Specifications. Version 04.00, August 2016. 32 с. - URL: <https://www.rohde-schwarz.com/> - (дата обращения: 21.05.2021).

97. Delos, P. Improved DAC Phase Noise Measurements Enable Ultra Low Phase Noise DDS Applications / P. Delos, J. Liner // Analog Dialogue. - 2017. - Vol. 51. - Aug. - Текст : непосредственный.

98. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик новых интегральных цифровых вычислительных синтезаторов компании Analog Devices / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2013. - №2. - С. 26-32. - Текст : непосредственный.

99. Ромашов, В.В. Измерение и математическое моделирование спектральной плотности мощности фазовых шумов цифрового вычислительного синтезатора / В.В. Ромашов, А.Н. Докторов, Л.В. Ромашова, К.А. Якименко // Перспективные технологии в средствах передачи информации: материалы 11-ой международной научной конференции. - Владимир: ВлГУ, 2015. - С. 136-139. - Текст : непосредственный.

100. 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 2016) Moscow, Russia. – 2016. – 12-14 May. - Pp.557-561. - Текст : непосредственный.

101. Ромашов, В.В. Сравнительный анализ шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов на основе цифро-аналоговых преобразователей / В.В. Ромашов, К.А. Якименко, А.Н. Докторов, Н.А. Сочнева // Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2024. - №2. - С. 6-16. - Текст : непосредственный.

102. Грошков, И.Д. Оценка влияния специальных режимов работы быстродействующих ЦАП на уровень спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователей сигналов [Электронный ресурс] / И.Д. Грошков, В.В. Ромашов, А.Н. Докторов, К.А. Якименко // Радиолокация и связь – перспективные технологии. XXI Всероссийская молодежная научно-техническая конференция. Москва. 2023 г.: сб. трудов конф. - М.: Мир науки, 2024. - URL: <https://izdmn.com/PDF/02MNNPK24.pdf>. - Текст : электронный.

103. Математические модели шумовых характеристик цифро-аналоговых преобразователей / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, Н.А. Сочнева, И.Д. Грошков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - Муром. - 2021. - №2. - С. 50-56. - Текст : непосредственный.

104. 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. - DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202407-28>. - Текст : непосредственный.

105. 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 // Радиотехника. - 2023. - Т. 87. - № 11. - С. 168–176. - DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202311-00>. - Текст : непосредственный.

106. Королев, А.В. Моделирование шумовых характеристик цифроаналоговых преобразователей для систем связи / А.В. Королев // Материалы Всероссийской научно-практической конференции «Мультимодальные технологии мониторинга и телекоммуникаций». - Санкт-Петербург: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2025. - С. 38-42. - Текст : электронный - URL: <https://mtmt.etu.ru/assets/files/2025/sbornik/38-42.pdf> - (дата обращения: 09.03.2026).

107. Королев, А.В. Экспериментальное определение коэффициентов формулы для расчета фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов / А.В. Королев, С.Г. Рыков // Радиотехника. - 2022. - Т. 86. - № 6. - С. 96-108. - DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202206-13>. - Текст : непосредственный.

108. Kuleshov, V.N. Fundamental noise in direct digital frequency synthesizers / V.N. Kuleshov, Y.H. Liu // Proceedings of the 1995 IEEE International Frequency Control Symposium. - San Francisco, California, USA, 1995. - Pp. 288-293. - Текст : непосредственный.

109. ПЛИС, АЦП, ЦАП, память и другие цифровые компоненты ведущих производителей КНР : [презентация : АО «Эпсилон», Санкт-Петербург, 25.04.2024 г.] - Текст : электронный. - URL: https://aoepsilon.ru/files/uploads/doc-for-news/2024-05-17_IKI/2024-04-25_Кулик_ПЛИС, АЦП, ЦАП, память и другие цифровые компоненты_HiRel.pdf - (дата обращения: 29.01.2026).

110. Якименко, К. А. Аппроксимация шумовых характеристик генераторов R&S®SMA100A и ROS-1800+ / К. А. Якименко // Научный потенциал молодежи - будущее России. V Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. - Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. - 2013. - С. 338-339. - Текст : непосредственный.

111. Spartan-3AN FPGA Family Data Sheet - Текст : электронный // Xilinx.com : [сайт]. - URL: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds557.pdf - (дата обращения: 12.05.2024).

112. Cyclone® 10 GX Core Fabric and General Purpose I/Os Handbook. - Текст : электронный // Intel.com : [сайт]. - URL: <https://www.intel.com/programmable/technical-pdfs/683775.pdf> - (дата обращения: 12.05.2024).

113. Патент N 2262190 Российская Федерация, МПК H03L 7/16 (2000.01). Цифровой синтезатор частот : N 2004112731/09 : заявл. 26.04.2004 : опубликовано 10.10.2005 / Ляшенко. А.С. - 7 с. : ил. - Текст : непосредственный.

114. Патент N 2326492 Российская Федерация, МПК H03B 19/12 (2006.01). Высокоскоростной синтезатор синусоидальных сигналов прямого синтеза : N 2006142978/09 : заявл. 04.12.2006 : опубликовано 10.06.2008 / Богатский С.В., Гончаров А.Ф., Колунтаев Е.Н., Шеляпин Е.С.. - 7 с. : ил. - Текст : непосредственный.

115. Патент N 229623 Российская Федерация, МПК H03L7/18 (2006.01), H03L7/081 (2006.01). Цифровой формирователь фазоманипулированных сигналов на основе цифроаналогового преобразователя с комбинированием данных : N 2024113470 : заявл. 20.05.2024 : опубликовано 16.10.2024 / Грошков И.Д., Ромашов В.В., Докторов А.Н., Якименко К.А. - 2 с. : ил. - Текст : непосредственный.

116. Бойков, В.И. Цифровая техника систем управления: Учебное пособие. / Болтунов Г.И., Быстров С.В., Григорьев В.В., Литвинов Ю.В.– СПб.: Университет ИТМО, 2018. - 139 с., ил. - Текст : электронный.

117. Ицхоки, Я.С. Импульсные устройства / Я.С. Ицхоки. - М.: Советское радио, 1959. - 728 с. - Текст : непосредственный.

118. Romashov, V.V. Radar hybrid signal generators based on high-speed digital-to-analog converters / V.V. Romashov, K.A. Yakimenko, A.N. Doktorov, I.D. Groshkov // Journal of Physics: Conference Series. - 2021. - Volume 1991. - Issue 1. - Номер статьи 012023. - DOI:10.1088/1742-6596/1991/1/012023. - Текст : непосредственный.

119. Патент N 226574 Российская Федерация, МПК H03L7/18 (2006.01), H03C3/09 (2006.01). Гибридный синтезатор частот на основе быстродействующего цифроаналогового преобразователя и квадратурного модулятора : N 2017105030 : заявл. 23.03.2024 : опубликовано 11.06.2024 / Якименко К.А., Грошков И.Д. - 7 с. : ил. - Текст : непосредственный.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(обязательное)

А.1 Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025617592 от 26.03.2025

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025617592

Программа расчёта частотного плана формирователей
когерентных радиосигналов на основе
высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей

Правообладатель: *Грошков Игорь Дмитриевич (RU)*Автор(ы): *Грошков Игорь Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2025615861

Дата поступления 12 марта 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 26 марта 2025 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0692e7c1c6300f542a01670bca2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

А.2 Патент на полезную модель № 229623 от 20.05.2024

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 229623

**ЦИФРОВОЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ
 ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА
 ОСНОВЕ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО
 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С КОМБИНИРОВАНИЕМ
 ДАННЫХ**

Патентообладатель: *Грошков Игорь Дмитриевич (RU)*

Авторы: *Ромашов Владимир Викторович (RU), Грошков
 Игорь Дмитриевич (RU), Якименко Кирилл
 Александрович (RU), Докторов Андрей Николаевич (RU)*

Заявка № 2024113470

Приоритет полезной модели 20 мая 2024 г.

Дата государственной регистрации
 в Государственном реестре полезных
 моделей Российской Федерации 16 октября 2024 г.

Срок действия исключительного права
 на полезную модель истекает 20 мая 2034 г.

*Руководитель Федеральной службы
 по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
 Сертификат: 069267c1a6300b154f2401670bca2026
 Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
 Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов



А.3 Патент на полезную модель № 226574 от 23.03.2024

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 226574

**ГИБРИДНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ
БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ЦИФРОАНАЛОГОВОГО
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ И КВАДРАТУРНОГО
МОДУЛЯТОРА**

Патентообладатель: *Якименко Кирилл Александрович (RU)*Авторы: *Якименко Кирилл Александрович (RU), Грошков
Игорь Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2024107598

Приоритет полезной модели **23 марта 2024 г.**Дата государственной регистрации
в Государственном реестре полезных
моделей Российской Федерации **11 июня 2024 г.**Срок действия исключительного права
на полезную модель истекает **23 марта 2034 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 429b6a0fe3853164ba96f83b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

А.4 Акт внедрения

«УТВЕРЖДАЮ»

Зам. генерального директора – технический директор
АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»



О. В. Малышев

« 5 » 03 2026 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы

Грошкова Игоря Дмитриевича

«Формирователи когерентных радиосигналов с низким уровнем фазовых шумов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Научно-технический Совет отдела Главного конструктора Муромского завода РИП составил настоящий акт в подтверждение того, что теоретические и практические материалы кандидатской диссертационной работы Грошкова И.Д., в части:

– структурной схемы цифрового формирователя фазоманипулированных сигналов на основе цифро-аналогового преобразователя с комбинированием данных;

– методики проектирования, алгоритма частотного планирования и математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов формирователей когерентных радиосигналов на основе высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей;

использованы АО «МЗ РИП» при проведении работ по модернизации формирователей сигналов.

Главный конструктор АО «МЗ РИП»

М.Ю. Ивушкин