

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

На правах рукописи

Докторов

ДОКТОРОВ АНДРЕЙ НИКОЛАЕВИЧ

**ФОРМИРОВАТЕЛИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОПИЙ СПЕКТРА СИГНАЛА ЦИФРОВЫХ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ**

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

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

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

Владимир – 2018

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СПОСОБОВ ПОВЫШЕНИЯ ВЫХОДНОЙ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ.....	11
1.1 Обзор цифровых вычислительных синтезаторов и их основных характеристик.....	11
1.2 Основные понятия и определения анализа шумовых характеристик формирователей сигналов.....	16
1.3 Проблема повышения выходной частоты цифровых вычислительных синтезаторов когерентных систем.....	22
1.4 Использование побочных компонентов спектра для повышения выходной частоты цифровых вычислительных синтезаторов.....	29
1.5 Выводы и постановка задачи исследования.....	35
ГЛАВА 2. ТЕОРИЯ ПОСТРОЕНИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОБРАЗОВ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ.....	37
2.1 Модели выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора, работающего на образах основной частоты	37
2.2 Анализ влияния ограничений параметров структурных звеньев цифровых вычислительных синтезаторов на параметры выходного сигнала.....	41
2.3 Обобщенная схема формирователя сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов	50
2.4 Передискретизация выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора	53
2.5 Алгоритм частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов	61

2.6 Автоматизация частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов.....	67
2.7 Выводы.....	77
ГЛАВА 3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ НА ОБРАЗАХ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ.....	79
3.1 Математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов для основной частоты выходного сигнала	79
3.2 Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты.....	83
3.3 Экспериментальная проверка математической модели шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты.....	89
3.4 Влияние множителя тактовой частоты на шумовые характеристики формирователя с применением образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов	96
3.5 Влияние выходного множителя частоты на уровень фазовых шумов формирователя сигналов с использованием образов основной частоты....	102
3.6 Влияние передискретизации выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора на спектральную плотность мощности фазовых шумов формирователей сигнала.....	108
3.7 Выводы.....	114
ГЛАВА 4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ РАДИОСИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБРАЗОВ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ.....	116
4.1 Определение параметров формирователей сигналов радиосистемы, использующей образы основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов.....	116

4.2 Моделирование шумовых характеристик формирователей когерентных сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов.....	123
4.3. Экспериментальное исследование шумовых характеристик формирователей радиосигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов.....	129
4.4 Выводы.....	133
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	135
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	138
ЛИТЕРАТУРА.....	139
ПРИЛОЖЕНИЕ.....	160

ВВЕДЕНИЕ

Проблема генерирования и формирования дискретного множества стабильных частот и сигналов в заданном диапазоне частотного спектра является крайне важной для многих областей радиоэлектроники: систем связи, радиолокации, радионавигации, радиоизмерительной техники, радиовещания, телевидения и других. В настоящее время в качестве формирователей сигналов широко применяются синтезаторы частот, представляющие собой автономные функционально-законченные устройства.

Существует несколько разновидностей синтезаторов частот. Первыми появились аналоговые системы прямого синтеза частот, при котором выходная частота получается из опорной посредством операций смещения, фильтрации, умножения и деления. Затем появились системы косвенного синтеза частот, основанные на использовании аналоговой системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которые впоследствии были вытеснены цифровыми синтезаторами на основе импульсной системы ФАПЧ. Развитие цифровой техники привело к появлению цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) (сначала двухуровневых, а затем и многоуровневых), выходной сигнал требуемой формы и частоты которых получается из базового (тактового) сигнала с использованием цифровой обработки. В основе их работы заложен принцип прямого цифрового синтеза, разработанный еще в конце 70-х годов прошлого века.

Степень разработанности темы:

Вопросам исследования ЦВС посвящены работы отечественных (В.Н. Кулешов, Б.Е. Кулешов, Я.Е. Зильберберг, В.И. Теаро, Н.П. Ямпурин, А.В. Пестряков, В.Н. Кочемасов, С.Я. Шишов, Л.А. Белов, Е.Б. Жалнин, П.А. Попов, В.В. Ромашов) и зарубежных авторов (V.F.Kroupa, Jouko Vankka, Y.H. Liu, Jon Bredeson, Micheal Parten, John Borrelli, Thomas M. Comberiate, J. P. Van't Hof, Laura B. Ruppalt, Keir C. Lauritzen, Salvador H. Talisa, David Brandon).

Современное развитие радиотехники сопровождается освоением все более высокочастотных диапазонов. В настоящий момент наиболее востребованными

являются диапазоны ультравысоких (300 МГц - 3 ГГц) и сверхвысоких частот (3 – 30 ГГц). В обозримой перспективе возможно широкое освоение диапазона крайне высоких частот (30 – 300 ГГц).

Актуальной и не до конца решенной на данный момент задачей для таких диапазонов частот является формирование дискретного множества стабильных частот с низким уровнем фазовых шумов для одноканальных и многоканальных когерентных систем. Примерами последних являются многоканальные когерентные системы разнесённых коммутируемых систем гражданского и военного оборудования высокого класса; гетеродины для испытания многокаскадных когерентных преобразователей в оборудовании военного назначения; формирователи диаграмм направленности коммерческих систем SDMA и др. Важность обеспечения когерентности синтезируемых сигналов для указанных систем обусловлена необходимостью обеспечения постоянного относительного фазового сдвига между формируемыми сигналами в любые моменты времени и при необходимости изменения фазовых соотношений между ними.

Системы прямого аналогового и косвенного синтеза частот на основе системы ФАПЧ частично позволяют решить эту задачу, однако, одним из их существенных недостатков остается невозможность получения высокой разрешающей способности сетки частот в широком частотном диапазоне. ЦВС, в отличие от других методов синтеза, позволяют получить высокое разрешение по частоте (до долей герц) и обладают низким уровнем фазовых шумов, но их выходная частота для интегральных микросхем на данный момент ограничена значением в 1500-1700 МГц, что затрудняет создание современных систем формирования когерентных сигналов на основе ЦВС в более высокочастотных диапазонах.

На данный момент известно несколько способов повышения выходной частоты ЦВС. Однако они обладают характерными недостатками, в частности, сопровождаются увеличением фазовых шумов и не всегда эффективны, что требует разработки нового метода решения обозначенной проблемы.

Особенностью прямого цифрового синтеза является то, что в спектре выходного сигнала цифро-аналогового преобразователя ЦВС присутствуют копии

спектра сигнала основной синтезируемой частоты - продукты зеркального отображения ее гармоник относительно частоты тактового сигнала. В англоязычной литературе данные побочные компоненты спектра имеют название *images* – имиджи, более точным вариантом перевода, передающим смысл термина, являются «образы». Использование указанных побочных компонентов выходного спектра ЦВС, лежащих за пределами частоты Найквиста, может позволить решить проблему ограничения максимальной выходной частоты синтезатора и роста фазовых шумов на ней. Данная идея была обозначена в работах R.I. Vinchentzio, V.F. Kroupa, а также в технической документации на ЦВС компании Analog Devices и является весьма перспективной. Однако она мало изучена и освещена в научной литературе, а также отсутствуют сведения о реальных устройствах, реализующих данный принцип.

Целью диссертационной работы является разработка и исследование формирователей высокочастотных когерентных сигналов, использующих копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов.

Выполнение цели требует решения следующих **задач**:

- обосновать возможность использования копий спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов для повышения выходных частот формирователей когерентных сигналов, разработать обобщенную структурную схему;

- разработать алгоритм и программное обеспечение для частотного планирования формирователей когерентных сигналов, использующих копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов;

- на основе экспериментальных данных разработать математическую модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов для частот образов;

- теоретически и экспериментально исследовать шумовые свойства формирователей когерентных сигналов, использующих копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов.

Объектом исследования являются цифровые вычислительные синтезаторы.

Предметом исследования являются копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов и их применение для синтеза сигналов.

Методология и методы исследования. Для решения поставленных в диссертационной работе задач использовались методы математического моделирования, автоматического управления, спектрального анализа, экспериментальных измерений. Моделирование и расчет проводились на ЭВМ с использованием программ MathCAD, MatLab и C++.

Научная новизна работы заключается в том, что:

- предложена обобщенная структурная схема формирователя когерентных сигналов, использующего копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов для повышения выходной частоты;
- разработан алгоритм частотного планирования формирователей когерентных сигналов, в которых используются копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов;
- впервые предложена и экспериментально подтверждена математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов, использующих копии спектра выходного сигнала, позволяющая проводить моделирование шумовых характеристик формирователей когерентных сигналов;
- получены результаты теоретического и экспериментального исследования шумовых характеристик разработанных формирователей когерентных сигналов, использующих копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов.

Теоретическая и практическая значимость полученных в диссертационной работе результатов заключается в следующем:

- разработана обобщенная структурная схема формирователя когерентных сигналов, использующих копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов, позволяющая более чем на порядок повысить выходную частоту устройства, и исключить выходные умножители частоты, либо уменьшить их количество и снизить коэффициент умножения до минимально возможного значения.
- разработано программное обеспечение для ЭВМ, позволяющие проводить частотное планирование формирователей когерентных сигналов, использующих копии спектра основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов;
- на основе экспериментальных данных разработана математическая модель

спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов, использующих копии спектра основной частоты, позволяющая на стадии проектирования с низкой погрешностью проводить оценку спектральной плотности мощности фазовых шумов разрабатываемых устройств;

- разработан формирователь когерентных сигналов, использующий копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов для повышения выходной частоты и обладающий меньшим на 4-5 дБ уровнем фазовых шумов по сравнению с аналогичным устройством без использования образов.

Достоверность полученных результатов подтверждена экспериментальным исследованием спектральной плотности мощности фазовых шумов интегрального ЦВС AD9910 и формирователя когерентных сигналов на его основе при применении копий спектра сигнала основной частоты.

На защиту выносятся:

- Алгоритм частотного планирования формирователей когерентных сигналов, полученный в диссертации, позволяет рассчитать варианты частотного плана, с учетом условия фильтрации копий спектра основной частоты выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов.

- Для теоретической оценки шумовых характеристик исследуемых формирователей сигналов необходимо использовать математическую модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов, учитывающую изменение амплитуд копий спектра выходного сигнала от частоты.

- Результаты теоретического и экспериментального исследования формирователей высокочастотных когерентных сигналов, использующих копии спектра и передискретизацию выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов свидетельствуют о снижении необходимого числа транзисторных каскадов выходного умножителя частоты и показывают возможность улучшения шумовых характеристик устройств на 4-5 дБ.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы обсуждались на следующих конференциях и семинарах: XVII Всероссийской научно-технической конференции с международным участием "Современные проблемы ра-

диоэлектроники" (Красноярск, 2014); Третьей Всероссийской научно-практической конференции АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов» «Радиолокационная техника: устройства, станции, системы РЛС - 2015», Муром, 9-10 июня 2015 г; 11-ой и 12-ой международных научно-технических конференциях "Перспективные технологии в средствах передачи информации, (Суздаль, 2015, 2017); 15-ой Международной конференции «Авиация и космонавтика – 2016» (Москва, 2016); X Всероссийской конференция «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, 2016); 7-ой Всероссийской конференции: "Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации" (Москва, 2017); III-IX всероссийских научных Зворыкинских чтениях (Муром, 2011-2017); IX, XII международных IEEE Сибирских конференциях по управлению и связи (Красноярск, 2013, 2015); 24-ой международной IEEE Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2014).

Публикации. По тематике диссертации опубликовано 27 работ, в том числе 7 статей в журналах перечня ВАК, 3 публикации, индексируемые в международной реферативной базе Scopus, 15 тезисов докладов. Имеется 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы внедрены в исследования по разработке и модернизации формирователей сигналов радиосистем по НИОКР на АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов», в учебном процессе кафедры радиотехники Муромского института ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», использованы при выполнении гранта РФФИ № 16-37-00299 мол_а.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемой литературы и приложения. Общий объем работы составляет 162 страниц машинописного текста, включая 92 рисунка и 15 таблиц. Библиография содержит 157 наименований, в том числе 39 работ автора.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СПОСОБОВ ПОВЫШЕНИЯ ВЫХОДНОЙ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

1.1 Обзор цифровых вычислительных синтезаторов и их основных характеристик

Под ЦВС в данной работе будет пониматься синтезатор многоуровневых сигналов на основе технологии прямого цифрового синтеза [1-6], выходной сигнал которого является ступенчатой аппроксимацией формируемого гармонического колебания [7]. Широко распространенная схема такого устройства на основе накапливающего сумматора приведена на рис.1.1.1.

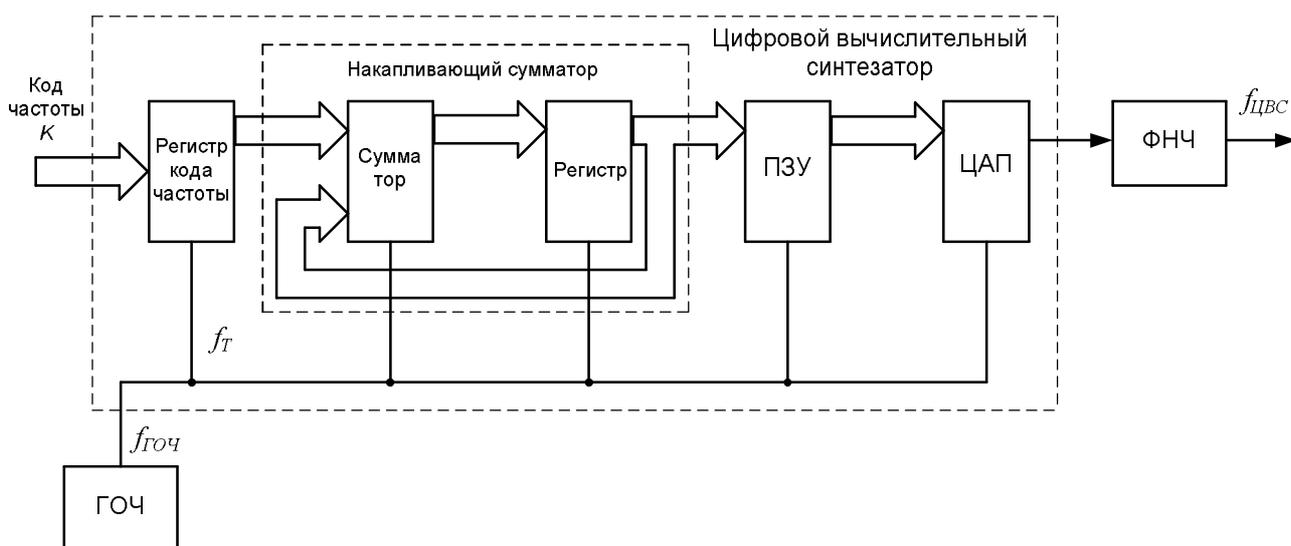


Рисунок 1.1.1 - Структурная схема ЦВС на основе накапливающего сумматора

Синтезатор работает следующим образом [8]. Выходной квазигармонический сигнал формируется на выходе аналогового фильтра нижних частот (ФНЧ), сглаживающего ступенчатый сигнал цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), приближая его форму к гармонической. На вход ЦАП поступает цифровой код, считываемый из постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), в ячейках которого записаны значения коэффициентов формируемого сигнала. Адреса ячеек, из которых осуществляется считывание, формируются регистром накапливающего сумматора. На каждом такте работы синтезатора в данный регистр записывается

сумма предыдущего кода, сформированного на его выходе, и кода частоты K , задающего величину постоянного приращения и подаваемого на вход регистра кода частоты. В результате выходной код регистра накапливающего сумматора является функцией, линейно нарастающей во времени. Все узлы ЦВС тактируются генератором опорной частоты (ГОЧ) [9].

В случаях, когда накапливающий сумматор используется для формирования кода фазы, его называют аккумулятором фазы. Структурная схема такого ЦВС приведена на рис. 1.1.2.

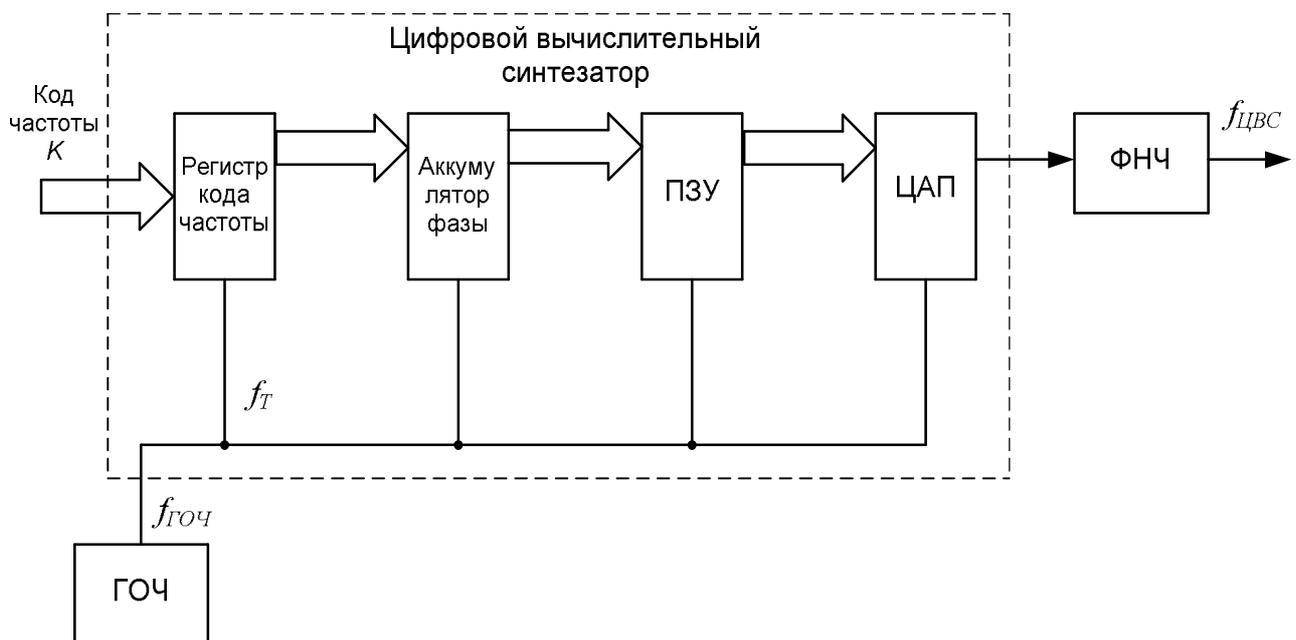


Рисунок 1.1.2 – Структурная схема ЦВС на основе аккумулятора фазы

Постоянная добавка, которая используется при работе аккумулятора фазы, представляет собой приращение фазы за один такт работы устройства. Чем быстрее изменяется фаза во времени, тем выше частота генерируемого сигнала. Поэтому значение приращения фазы фактически является кодом выходной частоты синтезатора [10].

ЦВС могут иметь различную практическую реализацию: на дискретных логических элементах, программируемых логических интегральных схемах, в интегральном исполнении в виде отдельных микросхем [11].

В настоящее время большинство выпускаемых синтезаторов – интегральные. Микросхемы ЦВС производятся компаниями Analog Devices (США) [12],

Qualcomm (США) [13], НПЦ «Элвис» (Россия)[14], XILINX (США), Euvis (США), GigabitLogic, Intersil (США) и некоторыми другими.

Во многих интегральных ЦВС имеется дополнительный встроенный умножитель тактовой частоты (УЧ) на ФАПЧ (рис. 1.1.3) с коэффициентом умножения n_1 , который позволяет использовать в качестве ГОЧ широко распространенные кварцевые генераторы с частотами порядка десятков мегагерц [15].

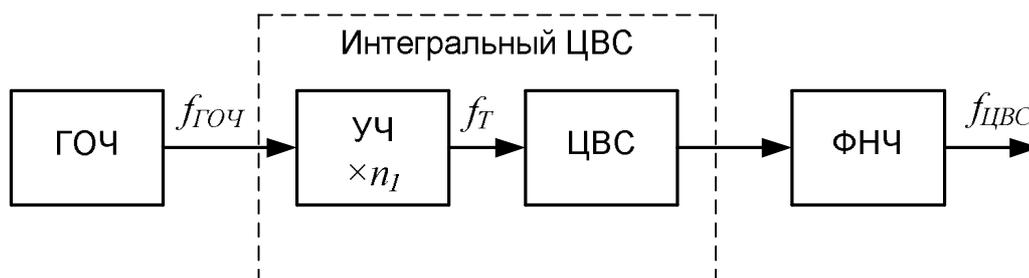


Рисунок 1.1.3 - Структурная схема интегрального ЦВС со встроенным умножителем тактовой частоты на ФАПЧ

Основными характеристиками ЦВС являются[16-20]:

Максимальная синтезируемая частота, которая, исходя из теоремы Котельникова, не должна превышать половину тактовой частоты, составляющей для современных интегральных ЦВС 3500 МГц [12]. На практике же ее ограничивают значением в 25-40% от тактовой для улучшения фильтрации паразитных спектральных составляющих. В общем случае частота формируемого колебания синтезатора $f_{ЦВС}$ и тактовая частота f_T ГОЧ находятся в дробном соотношении, определяемом кодом частоты и разрядностью аккумулятора фазы p

$$f_{ЦВС} = \frac{Kf_T}{2^p} = K_{ЦВС}f_T, \quad (1.1.1)$$

где $K_{ЦВС}$ – коэффициент передачи ЦВС.

Диапазон синтезируемых частот, составляющий область от 0 Гц до максимальной синтезируемой частоты.

Шаг сетки частот (дискретность установки частоты), представляющий собой частотный интервал между соседними значениями частоты, входящими в дискретное множество возможных значений выходного колебания ЦВС, который

определяется разрядностью и основанием используемой системы счисления (обычно двоичная или десятичная) и может составлять доли герц

$$\Delta f = \frac{f_T}{2^p}. \quad (1.1.2)$$

Время переключения (перестройки) между частотами, представляющее собой интервал времени от момента окончания команды на изменение частоты в устройстве управления синтезатора до момента окончания переходного процесса установления нового значения частоты. Для современных ЦВС время переключения частоты на новую имеет крайне малую величину (единицы – десятки наносекунд, что сравнимо с двумя-тремя периодами тактовой частоты), определяемую типом и скоростью цифрового интерфейса управления синтезатора.

Нестабильность частоты характеризует изменение частоты выходного сигнала ЦВС во времени и подразделяется на долговременную и кратковременную. Так как ЦВС является одноопорным синтезатором частоты (все узлы тактируются одним генератором), то его относительная нестабильность, вызванная медленным дрейфом частоты и влиянием дестабилизирующих факторов (в основном температуры и нестабильности напряжения питания), в целом определяется относительной нестабильностью ГОЧ.

Спектральные характеристики показывают степень отличия спектра реального выходного колебания синтезатора от спектра идеального гармонического сигнала. Спектр выходного сигнала ЦВС содержит шумовую и дискретную составляющую. Шумовая непрерывная составляющая определяется собственными шумами ЦВС и шумами квантования ЦАП. Дискретная часть спектра включает в себя гармоники основной частоты ЦВС, комбинационные составляющие, а также множество ПСС, образующихся в результате усечения кода фазы, некрatности входной и выходной частот ЦВС, а также воздействия на синтезатор дестабилизирующих факторов. Предельное значение ПСС для современных ЦВС составляет не более минус 80 дБ относительно несущей частоты, что несколько хуже, чем для аналоговых систем и синтезаторов с ФАПЧ и определяется параметрами ЦВС

- разрядностями аккумулятора фазы, ПЗУ и ЦАП, а также нелинейностью амплитудной характеристики ЦАП.

Основными преимуществами ЦВС перед другими методами синтеза являются [21-32]:

- цифровая обработка позволяет существенно повысить точность и качество синтезируемого сигнала, в результате чего частота, амплитуда и фаза сигнала в любой момент времени точно известны;

- высокое разрешение по частоте и фазе, управление которыми осуществляется в цифровом виде;

- быстрый переход на новую частоту (или фазу), перестройка по частоте без разрыва фазы, выбросов и других аномалий, связанных с переходными процессами;

- архитектура устройств, основанная на ЦВС, исключает необходимость применения точной подстройки опорной частоты ввиду крайне малого шага перестройки синтезатора,

- цифровой интерфейс позволяет легко реализовать микроконтроллерное управление;

- ЦВС практически не подвержены температурному дрейфу и старению элементов. Единственным элементом, который обладает свойственной аналоговым схемам нестабильностью, является ЦАП;

- архитектура ЦВС позволяет значительно снизить затраты на их изготовление.

Сфера применения ЦВС для формирования различных сигналов достаточно широка [33-42]. Проводятся исследования оптимизации архитектуры ЦВС [43-61] с целью уменьшения ПЗУ и увеличения быстродействия.

К основным недостаткам ЦВС, ограничивающим их применение в настоящий момент, относят предел синтезируемой частоты в 1500-1700 МГц и наличие в спектре синтезируемого сигнала дискретных паразитных спектральных составляющих.

1.2 Основные понятия и определения анализа шумовых характеристик формирователей сигналов

Качественным показателем устройств генерирования и формирования сигналов и, соответственно, синтезаторов частот является стабильность частоты, определяющая то, насколько точно данное устройство может воспроизводить одну и ту же частоту в заданном временном интервале.

Стабильность частоты определяется двумя составляющими: долговременной и кратковременной. Долговременная стабильность характеризует медленные изменения частоты, происходящие в течение длительного временного интервала: отношение ухода частоты к ее номинальному значению за день, месяц, год. Кратковременная стабильность — это изменения номинального значения несущей частоты за время, не превышающее нескольких секунд.

Любой источник сигнала имеет определенную нестабильность частоты, проявляющуюся в виде паразитной фазовой модуляции случайного характера, ухудшающие спектральную чистоту данного сигнала. Одним из важнейших критериев оценки стабильности частоты является фазовый шум, исследования которого представляют сложную и самостоятельную задачу, поскольку спектр фазовых шумов сгенерированного колебания при прохождении через узлы устройства может существенно видоизменяться [62-70].

Существует несколько подходов к количественной оценке фазовых шумов, но наиболее широко распространённой мерой, характеризующей их уровень, является спектральная плотность мощности (СПМ) $S_{\varphi}(F)$ в заданной полосе частот, характеризующаяся отношением мощности фазовых шумов на частоте F одной боковой полосы в полосе частот 1 Гц к мощности сигнала. В международных стандартах принято указывать не СПМ самих фазовых шумов, а выраженный в децибелах относительный уровень СПМ шумовой части энергетического спектра выходного колебания при отстройках от несущей, равных F по абсолютному значению. Эту величину называют СПМ фазового шума в одной боковой полосе, она указывается в справочных данных и измеряется в дБ/Гц.

Математически СПМ фазовых шумов можно представить в виде степенной модели:

$$S_{\varphi}(F) = h_{\alpha} F^{\alpha}, \quad (1.2.1)$$

где h_{α} - постоянная, служащая мерой уровня фазового шума; F – отстройка частоты от несущей.

Фазовые шумы возникают в различных элементах формирователей — в резисторах, конденсаторах, диодах, транзисторах и т.д. Относительно несложен анализ фазовых шумов на частотах выше 5 кГц, где преобладают шумы дробового эффекта и тепловые шумы. На частотах ниже 5 кГц уровень экспериментально наблюдаемых шумов превосходит уровень тепловых шумов и шумов дробового эффекта и изменяется обратно пропорционально частоте.

На рис. 1.2.1 в двойном логарифмическом масштабе представлены степенные функции, по наклону которых можно определить виды конкретных фазовых шумов [71].

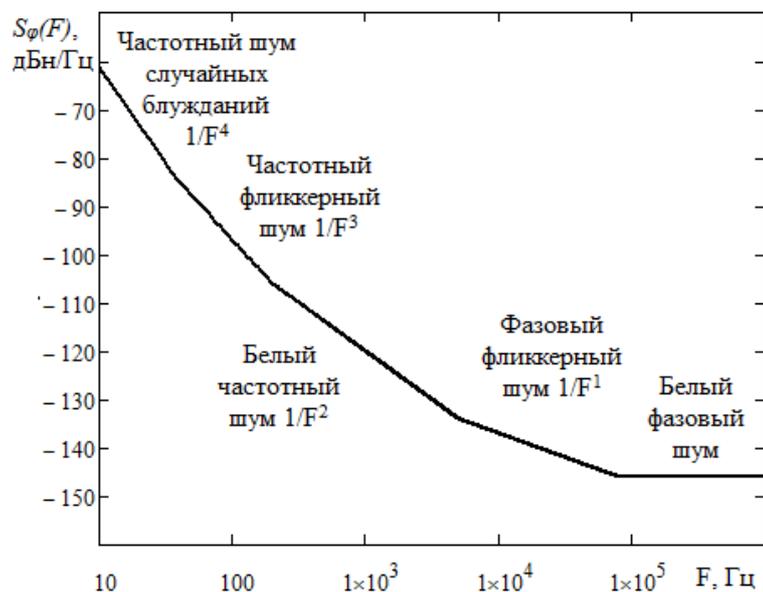


Рисунок 1.2.1 - СПМ фазовых шумов вблизи несущей частоты

В области частот, близкой к несущей, преобладают частотные шумы случайных блужданий, связанные с воздействием на электронные компоненты устройства дестабилизирующих факторов. Источниками частотного фликкерного шума служат активные элементы и резонаторы генераторов. Белый частотный шум вызывается наличием источников аддитивного белого шума, действующих

внутри контура обратной связи генератора, например, теплового шума. Фазовый фликкерный шум обычно обусловлен шумящими электронными узлами (выходными усилителями или умножителями частоты). Белый фазовый шум обычно вызывается источниками аддитивного белого шума, внешними по отношению к цепи обратной связи генератора.

При $F \rightarrow 0$ предел измерения СПМ фазовых шумов не выявлен из-за того, что для экспериментального измерения величины медленных уходов частоты нужно время, обратно пропорциональное частоте отстройки. Например, для измерения $S_{\phi}(F)$ на частоте 10^{-6} Гц, необходимо производить непрерывное накопление и усреднение данных на протяжении 2 лет. Поэтому нижняя граница измерений составляет обычно 1 или 10 Гц.

На рис. 1.2.2 в качестве примера приведены экспериментальные шумовые характеристики ЦВС AD9910 [72].

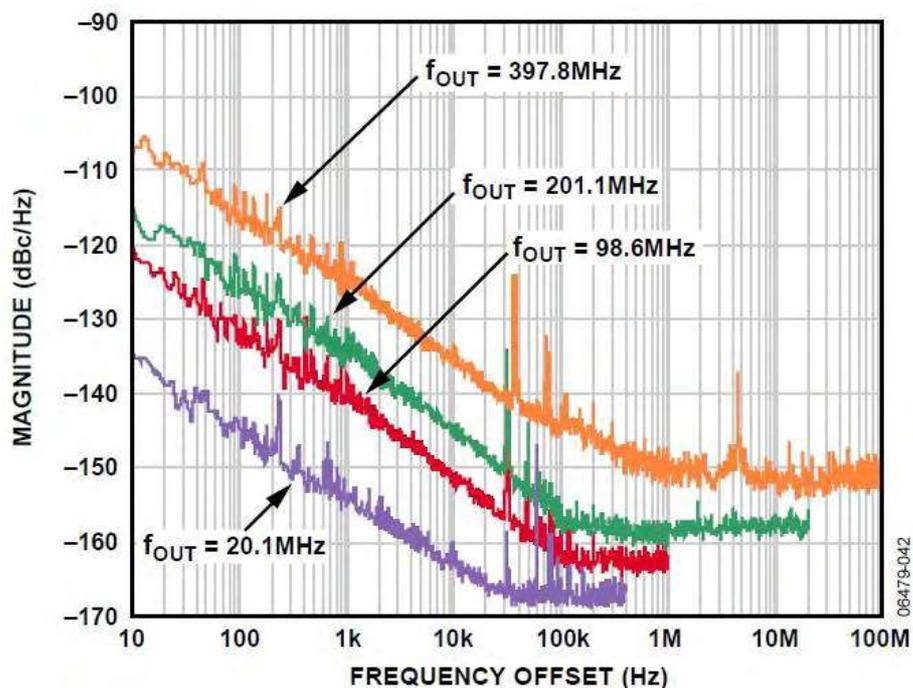


Рисунок 1.2.2 – СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 при тактовой частоте
1 ГГц

Для экспериментального измерения СПМ фазовых шумов используется несколько методов, наиболее широко распространёнными из которых являются три: прямое измерение, метод фазового детектора и двухканальная взаимная корреляция [73]. Метод прямого измерения выполняет измерение фазового шума в при-

сутствии сигнала несущей, тогда как два других метода предполагают удаление сигнала несущей (демодуляцию) перед измерением фазового шума.

Метод прямого измерения является самым простым и удобным способом быстрой и качественной оценки источников сигналов с относительно высоким уровнем фазовых шумов. Структурная схема устройства, реализующего данный принцип, приведена на рис. 1.2.3.

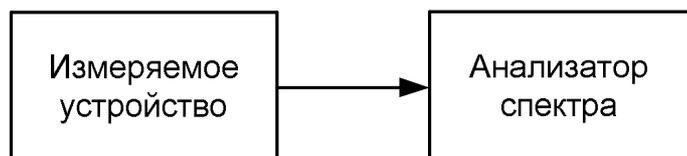


Рисунок 1.2.3 - Структурная схема устройства, реализующего метод прямого измерения фазовых шумов

Метод основан на том, что сигнал от измеряемого устройства (ИУ) подаётся на анализатор спектра, который настроен на частоту данного сигнала и выполняет непосредственное измерение относительной СПМ его фазовых шумов.

Поскольку СПМ фазового шума измеряется в присутствии сигнала несущей, то возможности этого метода могут существенно ограничиваться динамическим диапазоном анализатора спектра. Кроме того, анализатор спектра измеряет суммарную мощность шума без разделения его на амплитудный и фазовый.

Метод фазового детектора позволяет отделить фазовый шум от амплитудного. Фазовый детектор преобразует разность фаз двух входных сигналов в напряжение. В случае, когда разность фаз составляет 90° , то выходное напряжение детектора равно нулю. Любые отклонения фазы относительно разности 90° вызывают изменения напряжения на выходе детектора.

Развитием данного принципа являются метод с использованием опорного источника и метод частотного дискриминатора.

На рис. 1.2.4 изображена структурная схема, иллюстрирующая метод опорного источника, основу которого составляет двойной балансный смеситель, используемый в качестве фазового детектора.

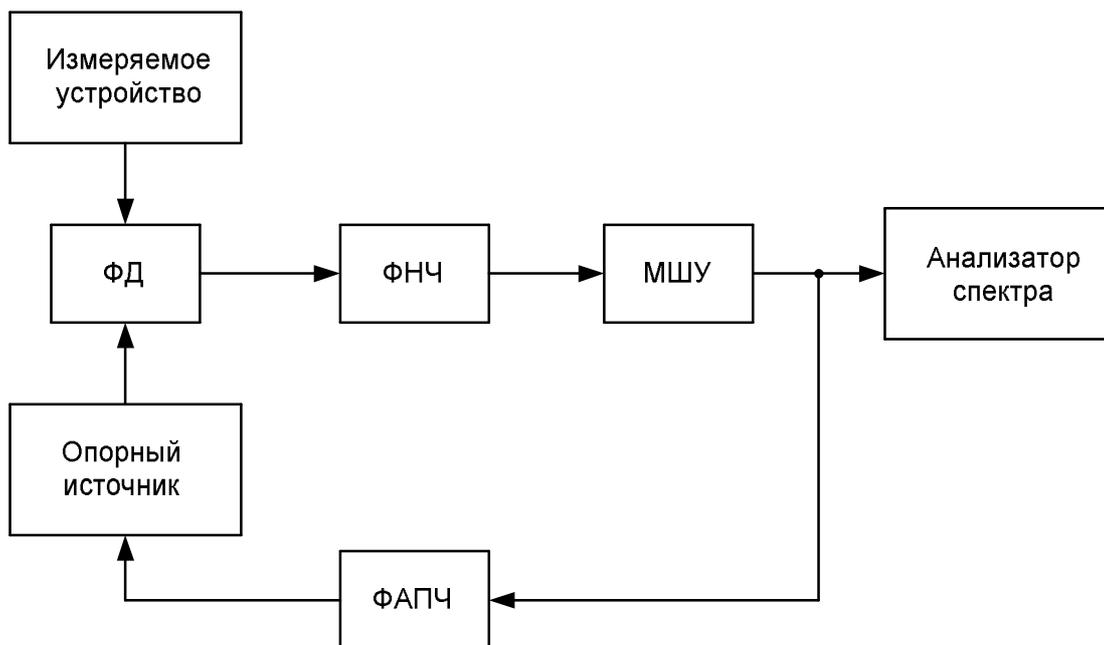


Рисунок 1.2.4 – Структурная схема, иллюстрирующая принцип метода опорного источника

Метод реализуется следующим образом. Используются два сигнала (от измеряемого устройства и опорного источника), поступающие на входы фазового детектора (ФД). Опорный источник управляется так, чтобы его сигнал имел такую же несущую частоту, что и сигнал измеряемого устройства, но со сдвигом фазы на 90° . Сигнал суммарной частоты на выходе ФД фильтруется в фильтре нижних частот (ФНЧ), а сигнал разностной частоты, равной 0 Гц, создаёт на выходе напряжение постоянного тока со средним значением 0 В. На это напряжение постоянного тока накладывается переменная составляющая напряжения, пропорциональная сумме среднеквадратических значений шумовых вкладов двух входных сигналов. Выходной сигнал в модуляционной полосе обычно усиливается в малошумящем усилителе (МШУ) и подаётся на вход анализатора спектра, работающего в полосе модулирующего сигнала.

Метод с использованием опорного источника обеспечивает самую высокую чувствительность и самое широкое перекрытие полосы измерения (например, диапазон частотной отстройки от 0,01 Гц до 100 МГц). Кроме того, этот метод не чувствителен к амплитудному шуму и допускает слежение за сигналами дрейфующих источников.

К недостаткам этого метода относится необходимость иметь спектрально чистый, электронно-перестраиваемый опорный источник, а при исследовании источников с большим дрейфом частоты - опорный источник с широким диапазоном настройки.

Метод частотного дискриминатора является разновидностью метода фазового детектора с тем отличием, что здесь не требуется опорный источник. Он используется, когда измеряемое устройство является источником с высоким уровнем фазового шума. Рис. 1.2.5 иллюстрирует принцип метода частотного дискриминатора, использующего линию задержки.

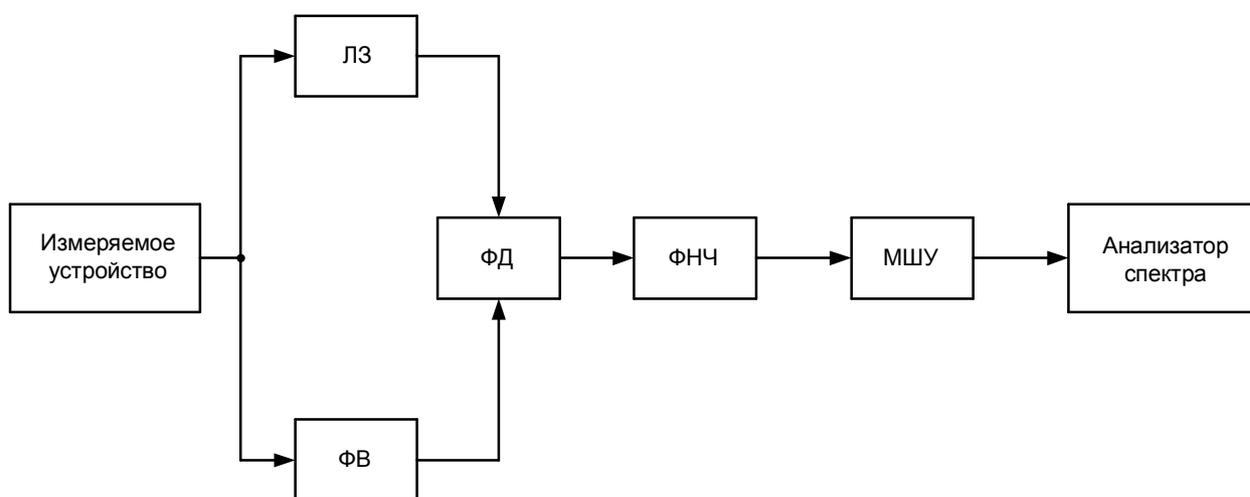


Рисунок 1.2.5 - Структурная схема, иллюстрирующая метод частотного дискриминатора

В данном методе сигнал от измеряемого устройства разделяется на два канала: в одном канале он задерживается относительно другого и отклонения частоты преобразуются в отклонения фазы, а в другом канале с помощью фазовращателя устанавливается квадратурный фазовый сдвиг. Затем фазовый детектор преобразует отклонения фазы в напряжение, которое затем интерпретируется анализатором спектра в полосе модулирующего сигнала как частотный шум, который затем преобразуется в значения фазового шума.

Метод двухканальной взаимной корреляции использует комбинацию из двух одинаковых одноканальных систем опорных источников и выполняет операции взаимной корреляции между выходными сигналами каждого канала, как показано на рис. 1.2.6.

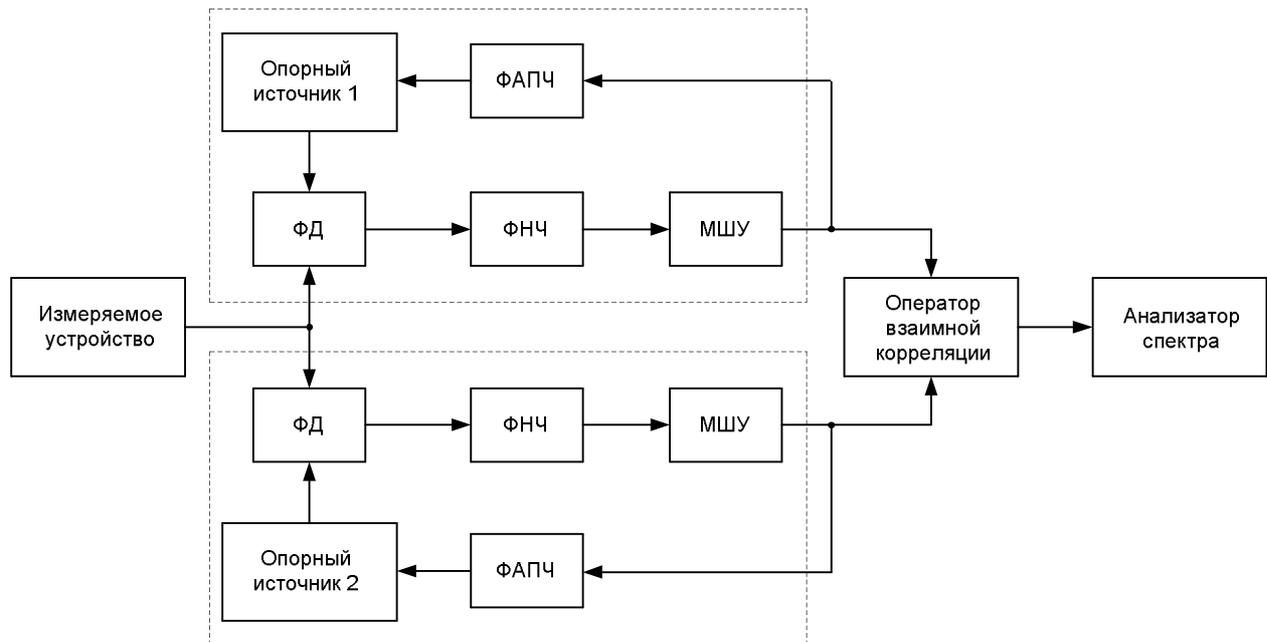


Рисунок 1.2.6 - Структурная схема реализации метода двухканальной взаимной корреляции

Шумы измеряемого устройства в каждом канале обработки когерентны, и операция взаимной корреляции не влияет на их вклад в результат измерения, тогда как собственные шумы каждого канала не когерентны, и операция взаимной корреляции уменьшает их суммарный вклад в результат измерения.

Данный метод позволяет достичь наивысшей чувствительности, не требуя исключительно высоких характеристик аппаратных компонентов. Однако с ростом числа корреляций снижается скорость измерений.

1.3 Проблема повышения выходной частоты цифровых вычислительных синтезаторов когерентных систем

Синтезаторы частот на основе прямого аналогового и косвенного методов синтеза на основе системы ФАПЧ не позволяют получить высокую разрешающую способность сетки когерентных синтезируемых частот в широком частотном диапазоне. В связи с этим в настоящее время для построения когерентных формирователей сигналов и, в частности, многоканальных, широко применяются ЦВС [74-93]. На рисунке 1.3.1 приведена обобщенная структурная схема многоканальной

радиосистемы формирования когерентных сигналов, построенная с использованием интегральных микросхем ЦВС.

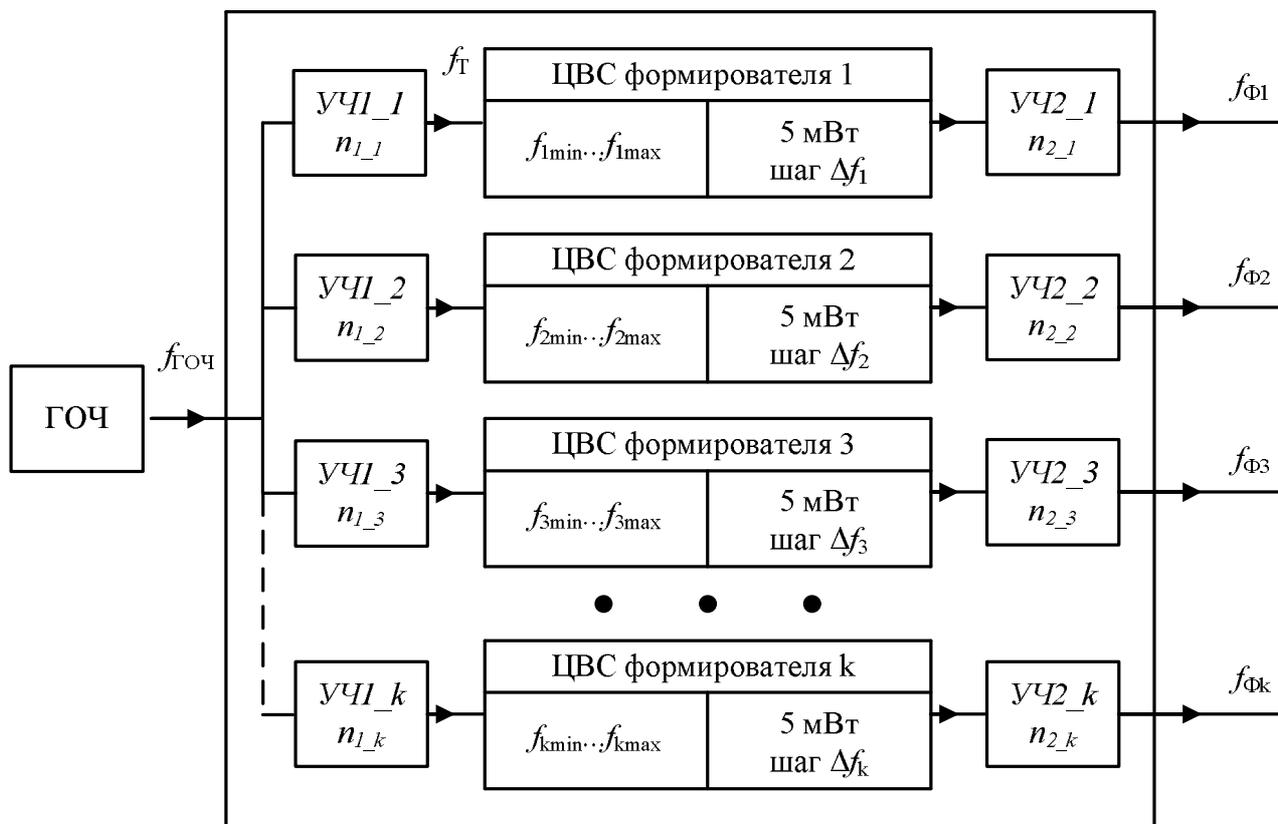


Рисунок 1.3.1 – Обобщенная структурная схема многоканальной радиосистемы формирования когерентных сигналов

На схеме приняты следующие обозначения:

$УЧ1_1..УЧ1_k$ – умножители опорной частоты с коэффициентами умножения $n_{1_1}.. n_{1_k}$;

$f_{1min}..f_{1max}, f_{2min}..f_{2max}, .. f_{kmin}..f_{kmax}$, – диапазоны сеток частот выходных сигналов формирователей 1 – k;

$\Delta f_1, \Delta f_2, .., \Delta f_k$ – шаги сеток частот выходных сигналов формирователей;

$УЧ2_1..УЧ2_k$ – умножители частоты выходного сигнала с коэффициентами умножения $n_{2_1}.. n_{2_k}$.

Система работает следующим образом. ГОЧ представляет собой, как правило, кварцевый автогенератор, создающий сигнал с высокостабильной частотой порядка единиц – десятков МГц. Для увеличения данной частоты, а, следовательно,

но, и тактовых частот цифровых формирователей, применяются умножители опорной частоты. Каждый ЦВС цифрового формирователя создает на своем выходе синусоидальный сигнал с частотой из соответствующего диапазона сеток частот $f_{\min} \dots f_{\max}$, и шагом Δf . Далее частоты выходных сигналов каждого ЦВС умножаются пропорционально коэффициентам n_{2_1}, \dots, n_{2_k} соответствующих умножителей частоты.

Ограничение максимального значения синтезируемой частоты ЦВС затрудняет создание современных систем формирования стабильных частот и сигналов на их основе в перспективных диапазонах УВЧ и СВЧ. В настоящее время данная проблема решается несколькими способами - рис. 1.3.2. Однако не все из данных способов пригодны для формирования когерентных сигналов.

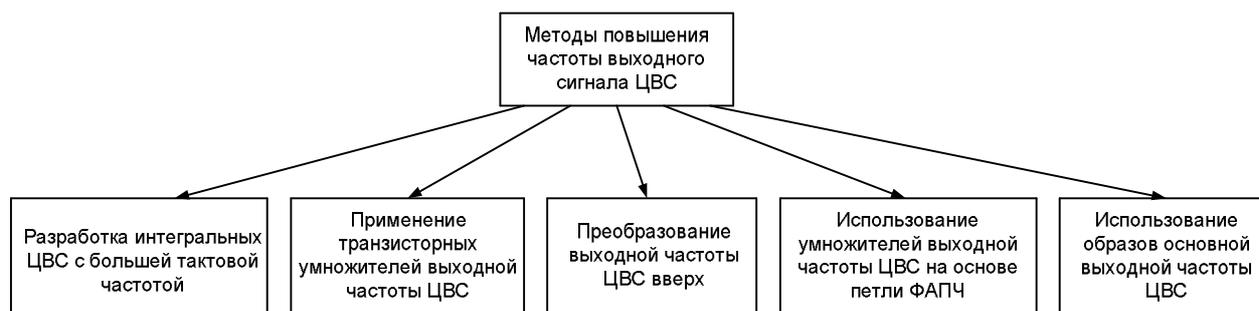


Рисунок 1.3.2 - Декомпозиция методов повышения выходной частоты ЦВС

1. Разработка интегральных ЦВС с более высокими значениями тактовой частоты. В табл. 1.2.1 в качестве примера приведены справочные данные, иллюстрирующие эволюцию интегральной технологии ЦВС фирмы Analog Devices в период с 2004 по 2012 годы.

Из представленной таблицы наглядно видно, что технологии интегральных ЦВС в последние годы наряду с постепенным повышением разрядности ЦАП развиваются по пути увеличения тактируемых частот от сотен мегагерц до СВЧ диапазона.

Таблица 1.3.1 – Этапы развития интегральных ЦВС фирмы Analog Devices

Модель ЦВС	Максимальная тактовая частота, МГц	Максимальная потребляемая мощность, Вт	Разрядность ЦАП	Год разработки
AD9850	125	0,48	10	2004
AD9854	300	4,2	12	2006
AD9859	400	0,18	10	2004
AD9911	500	0,35	10	2006
AD9910	1000	0,9	14	2007
AD9915	2500	2,8	12	2012
AD9914	3500	3,1	12	2012

Однако дальнейшее развитие интегральных ЦВС в сторону увеличения тактовых частот сопряжено с трудностями, характерными для всей интегральной технологии в целом. Это связано с тем, что имеются физические пределы для традиционной интегральной технологии: удельное энерговыделение (ограничение на размеры проводников в интегральных микросхемах); размеры кристалла микросхемы должны быть соизмеримы с длиной волны используемого колебания в целях исключения задержек в прохождении сигнала внутри микросхемы. Это, а также и многое другое, затрудняет возможность построения интегральных ЦВС с более высокими тактовыми частотами.

2. Применение дискретных умножителей выходной частоты ЦВС на транзисторах. Данный метод основан на увеличении выходной частоты ЦВС с помощью ее непосредственного умножения – рис. 1.3.3. В качестве активных элементов современных умножителей частоты формирователей сигналов, как правило, используются биполярные либо полевые транзисторы. Основные преимущества данного метода – простота формирования выходного сигнала, когерентного исходному сигналу опорной частоты. Поэтому данная схема достаточно широко распространена.

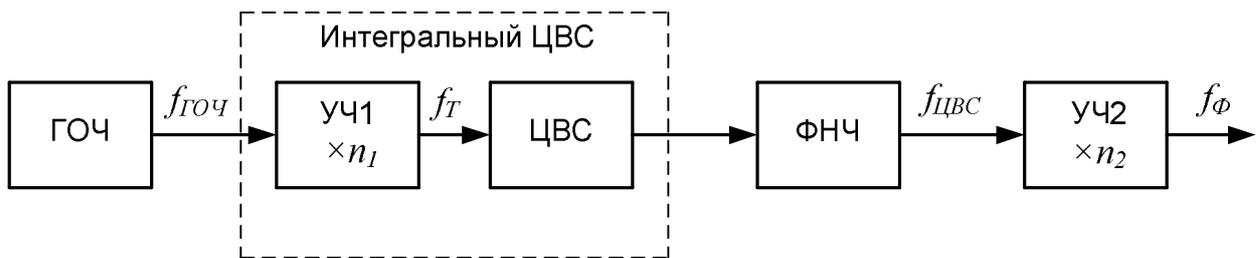


Рисунок 1.3.3 – Обобщенная структурная схема формирователя сигналов с умножением выходной частоты ЦВС на транзисторах

Формирователь сигналов функционирует следующим образом. Высокостабильный сигнал ГОЧ поступает на встроенный умножитель тактовой частоты УЧ1 на основе петли ФАПЧ, где преобразуется до максимально возможного значения и поступает на ЦВС. Выходной сигнал синтезатора подается на транзисторный умножитель УЧ2, где преобразуется до значения требуемой формируемой частоты.

Выходной умножитель частоты может быть также выполнен в виде нескольких транзисторных каскадов, включенных последовательно. С точки зрения снижения энергетических затрат, а также улучшения отношения сигнал/шум целесообразно выбирать коэффициенты умножения n_2 , равные двум или трем. При этом обеспечение точности формируемой частоты и ее разрешения остается за ЦВС, которое даже после значительного умножения сохраняется крайне малым.

Частоту выходного сигнала формирователя с выходным умножителем частоты ЦВС в виде транзисторных каскадов можно выразить следующим образом

$$f_{\Phi} = n_1 f_{ГОЧ} K_{ЦВС} n_2, \quad (1.3.1)$$

Максимальная частота такого формирователя достигается при значении $n_1 f_{ГОЧ} = f_{Тмакс}$, которому соответствует коэффициент передачи ЦВС $K_{ЦВС} \leq 0,45$.

Достоинствами данного способа повышения выходной частоты ЦВС является когерентность, возможность существенного увеличения частот формируемых сигналов и малая инерционность транзисторных каскадов умножения частоты.

К основным недостаткам рассмотренного метода относятся дискретность возможных коэффициентов умножения; их кратность числам 2, 3, 5; а также сложность получения некоторых коэффициентов умножения (например, 7, 11, 13

и др.) ввиду существенного снижения КПД. Кроме того, транзисторные умножители обладают собственным уровнем фазовых шумов, а фазовые шумы предыдущих каскадов формирователя возрастают пропорционально квадрату коэффициента умножения последующих каскадов УЧ2.

3. *Использованием умножителей выходной частоты ЦВС на основе петли ФАПЧ.* Простейшая схема такого формирователя сигналов приведена на рис. 1.3.4.

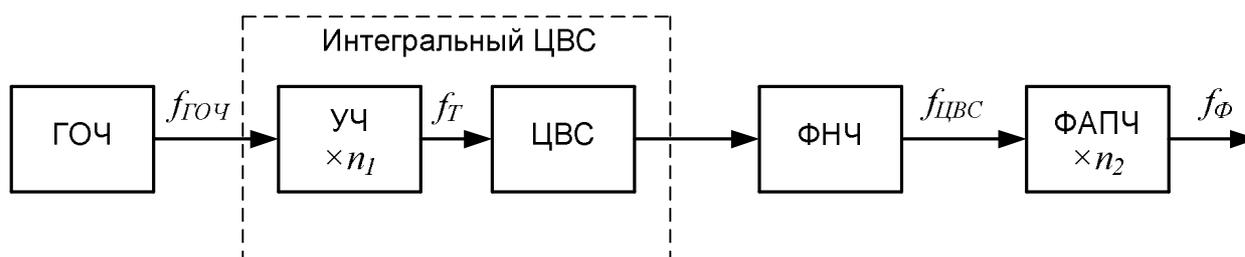


Рисунок 1.3.4 – Структурная схема формирователя сигналов с ЦВС и умножением его выходной частоты петлей ФАПЧ

Принцип работы устройства аналогичен предыдущему случаю, только вместо УЧ2 использована петля ФАПЧ. Кроме того, поскольку выходная частота современных ЦВС может быть значительно выше максимальной частоты сравнения фазового детектора петли ФАПЧ, которая не превышает 125 МГц, то в ней предусмотрен предварительный делитель частоты с коэффициентом деления N_1 [94-102].

Общий коэффициент умножения петли ФАПЧ определяется отношением $n_2 = N_2 / N_1$ (где N_2 - коэффициент деления в петле обратной связи ФАПЧ). Синтезируемая частота сигнала такого формирователя также определяется как

$$f_{\Phi} = n_1 f_{ГОЧ} K_{ЦВС} n_2. \quad (1.3.2)$$

К достоинствам данного метода относятся возможность получения больших значений коэффициентов умножения, которые могут быть дробными, а также фильтрация петель ФАПЧ паразитных спектральных составляющих, присутствующих в спектре выходного сигнала ЦВС.

Недостатками указанного способа повышения выходной частоты ЦВС является увеличение длительности переходного процесса при переключении ЦВС либо ФАПЧ на новую синтезируемую частоту, возможность потери устойчивости, а также наличие собственных фазовых шумов петли автоподстройки и умножение ей фазовых шумов предыдущих каскадов.

4. *Преобразование выходной частоты ЦВС вверх.* Структурная схема устройства формирования сигналов, реализующего данный принцип, приведена на рис. 1.3.5.

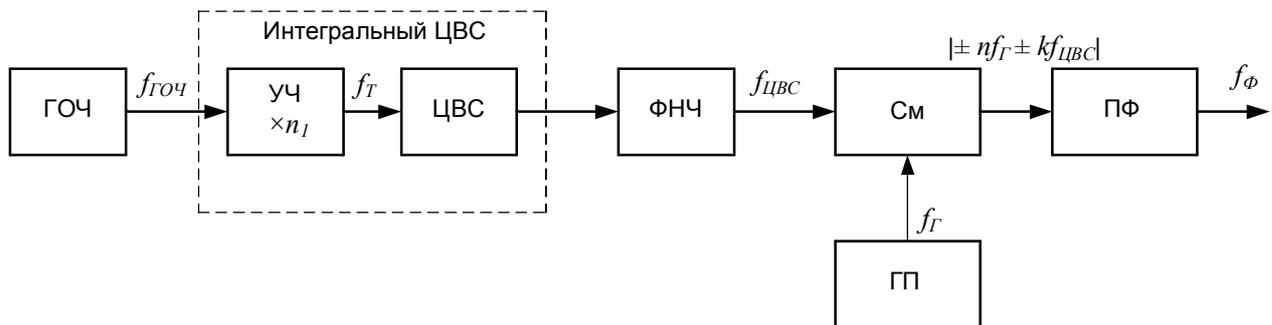


Рисунок 1.3.5 – Структурная схема формирователя сигналов с преобразованием выходной частот ЦВС вверх

Расширение частотного диапазона ЦВС с помощью данного метода достигается за счет смещения выходной частоты синтезатора $f_{ЦВС}$ с сигналом высокочастотного генератора подставки (ГП) с частотой $f_Г$. В результате на выходе смесителя частот (См) присутствуют спектральные компоненты с комбинационными частотами, одну из которых выделяют полосовым фильтром (ПФ).

Главным достоинством указанного метода является относительная простота его реализации. К недостаткам следует отнести нарушение когерентности входных сигналов смесителя, вследствие использования двух различных генераторов (ГОЧ и генератора подставки), а также увеличение уровня фазовых шумов всего формирователя за счет введения в схему дополнительных источников фазовых шумов – смесителя и генератора подставки.

Таким образом, имеется четыре метода повышения выходной частоты формирователей сигналов на основе ЦВС, каждый из которых обладает характерными недостатками: возможности совершенствования интегральных технологий ог-

раничены, а использование преобразования выходной частоты ЦВС вверх или ее последующего умножения транзисторными каскадами либо петлей ФАПЧ в первую очередь негативно сказывается на уровне фазовых шумов всего формирователя. Однако наиболее часто для формирования когерентных сигналов приходится использовать умножение частоты выходного сигнала ЦВС дискретными умножителями частоты, несмотря на присущие данной схеме очевидные недостатки, особенно при больших значениях коэффициента умножения.

1.4 Использование побочных компонентов спектра для повышения выходной частоты цифровых вычислительных синтезаторов

Ранее было показано, что спектр выходного сигнала ЦВС помимо спектральной компоненты основной синтезируемой частоты содержит ее высшие гармоники, вызванные наличием нелинейности амплитудной характеристики ЦАП. Вследствие эффекта дискретизации в выходном спектре ЦВС также образуются дополнительные побочные комбинационные спектральные составляющие, представляющие собой зеркальное "отображение" указанных гармоник относительно тактовой частоты [103].

Существует множество названий данных побочных компонент спектра. В англоязычной литературе принято обозначение *images* – «имиджи» основной синтезируемой частоты [7, 103]. В русскоязычной литературе встречается другое обозначение – копии спектра [104]. Однако, наиболее удачным вариантом перевода можно назвать термин образы [105]. Частоты образов определяются как

$$f_{обр} = |nf_T + kf_{ЦВС}|, \quad (1.4.1)$$

где $n = \dots -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3 \dots$ – номер образа, $k = 1, 2, 3 \dots$ – номер гармоники.

Компоненты спектра, для которых номер образа n принимает отрицательные значения, являются обратными по отношению к основной частоте ЦВС и называются отрицательными образами основной частоты. Соответственно, остальные компоненты спектра, вызванные работой ЦАП, для которых n принимает по-

ложительные значения, называются положительными образами основной частоты ЦВС.

Огибающая спектра основного сигнала ЦАП ЦВС и его образов изменяется по закону $\sin(x)/x$ (синус Котельникова) и принимает нулевые значения на частотах, кратных тактовой, а амплитуды этих компонентов оказываются промодулированными весовой функцией

$$A(f_{\text{вых}}) = \frac{\sin(\pi \cdot f_{\text{вых}} / f_T)}{(\pi \cdot f_{\text{вых}} / f_T)}, \quad (1.4.2)$$

На рис. 1.4.1 схематично представлен спектр выходного сигнала ЦАП ЦВС с тактовой частотой 100 МГц.

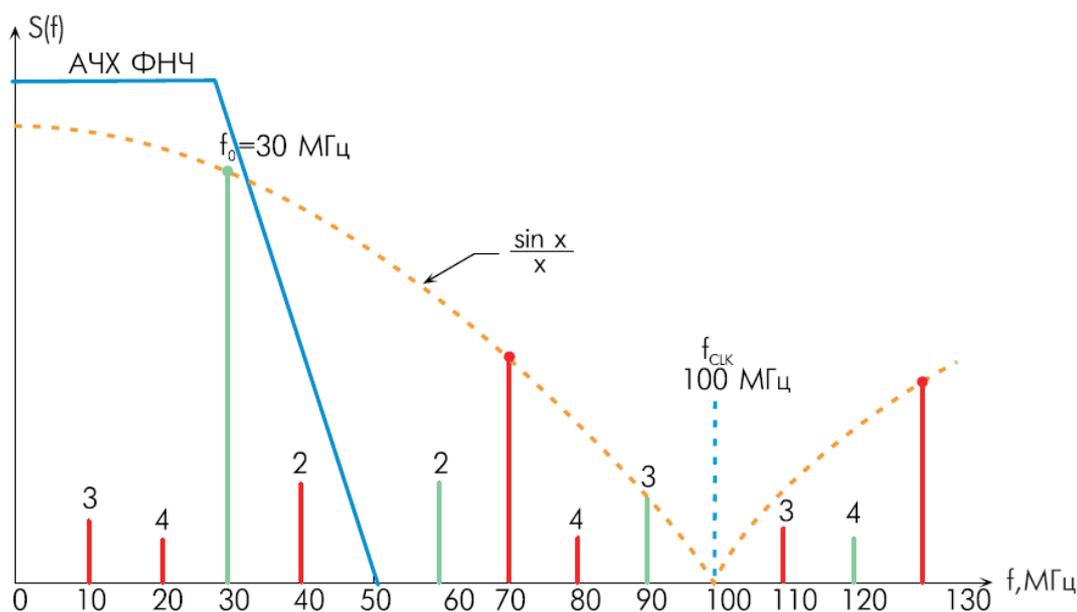


Рисунок 1.4.1 - Спектр выходного сигнала ЦАП ЦВС при частоте тактирования 100 МГц

Из рисунка видно, что основная спектральная компонента синтезируемого сигнала располагается на частоте 30 МГц, а ее образы на частотах 70 и 130 МГц соответственно. Второй гармонике соответствует частота 60 МГц, первому положительному образу - частота 160 МГц, "минус" первому - частота 40 МГц; третьей гармонике соответствует частота 90 МГц, ее "минус" первому образу - частота 10 МГц, и наконец, четвертой гармонике соответствует частота 120 МГц, ее "минус" первому образу - частота 20 МГц и "минус" второму образу - частота 80 МГц.

В подавляющем большинстве случаев от данных паразитных спектральных составляющих избавляются с помощью фильтров низкой частоты (ФНЧ), через которые пропускают выходной сигнал ЦАП (рис. 1.1.1, 1.1.2). Однако существует возможность использования образов для повышения частоты выходного сигнала ЦВС и формирователей на их основе.

Для выделения необходимого побочного компонента с частотой соответствующего образа необходимо использовать полосовой фильтр (ПФ) [106, 107]. Структурная схема устройства формирования сигналов, реализующего данный принцип, приведена на рис. 1.4.2.

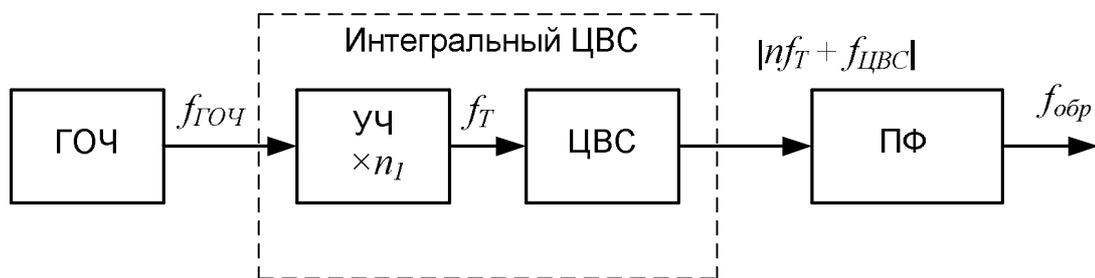


Рисунок 1.4.2 - Структурная схема формирователя сигналов с использованием образов частот ЦВС

Необходимо учитывать, что уровень гармоник основного сигнала ЦВС определяется характером нелинейности амплитудной характеристики его ЦАП, которая увеличивается с ростом числа разрядов преобразователя. У современных ЦАП с разрядностями до 8 бит нелинейность амплитудной характеристики практически отсутствует, а при разрядностях 10-14 бит проявляются незначительные отклонения от теоретической линейной характеристики. В результате оказывается, что уровень гармоник в спектре выходного сигнала ЦАП ЦВС существенно меньше уровня основной спектральной компоненты [108, 109].

Данный вывод позволяет рекомендовать использовать для повышения выходной частоты ЦВС только образы основной спектральной компоненты, поскольку амплитуды гармоник и тем более их образов будут близки к уровню других паразитных спектральных составляющих и недостаточными для дальнейшего выделения и преобразования. На рис. 1.4.3 приведен пример использования поло-

жительного первого образа основной частоты ЦВС 150 МГц при частоте тактирования 768 МГц.

Кроме того, частотная характеристика ЦАП вида $\text{sinc}(x)$ не является плоской, что вызывает уменьшение амплитуд образов по сравнению с основной выходной частотой ЦВС. В результате отношение сигнал/шум при использовании побочных компонентов спектра ухудшается. Например, на частоте 40% от тактовой ослабление амплитуды огибающей составляет 2,42 дБ. Данный эффект в некоторой мере можно исправить применением высококачественных ЦАП или использованием специальных приемов для подавления выбросов (например, инверсного фильтра $\text{sinc}(x)$).

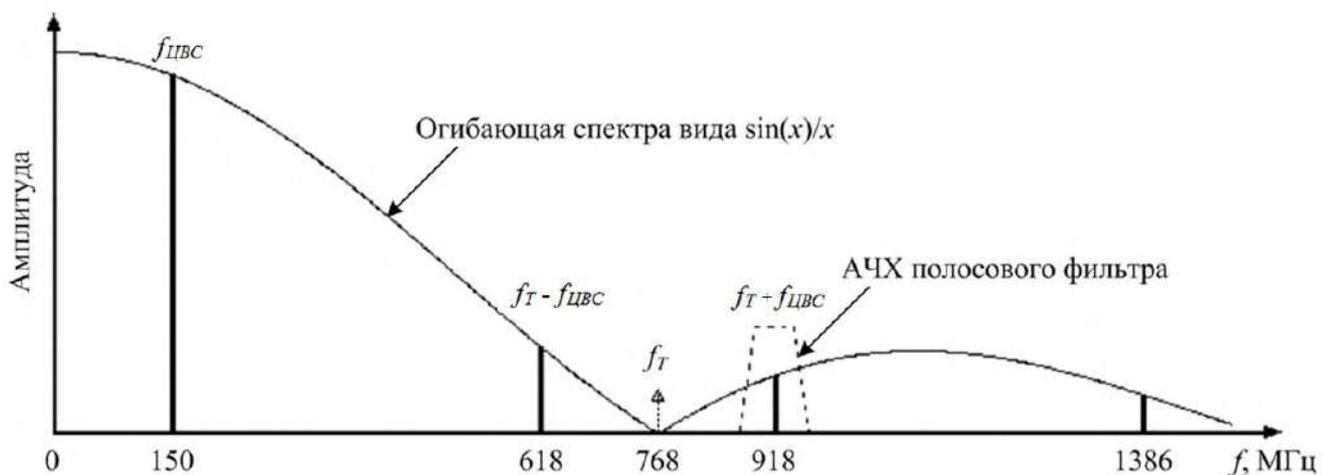


Рисунок 1.4.3 - Пример использования образов основной частоты ЦВС

С энергетической точки зрения, а также для обеспечения лучшей фильтрации рекомендуется, чтобы коэффициент передачи ЦВС $K_{\text{ЦВС}}$ принимал значения в пределах

$$0,15 \leq K_{\text{ЦВС}} \leq 0,35, \quad (1.4.3)$$

В соответствии с данным условием, расчет рабочих частот звеньев формирователей сигналов с ЦВС на образах является достаточно сложной задачей [110]. Из множества вариантов частотного планирования необходимо выбрать случаи, когда возможно применение образов основной частоты.

В случае, когда требуется перестройка ЦВС по частоте в некотором диапазоне частотного спектра, необходимо также внимательно проанализировать его выходной спектр и обозначить требования к используемому полосовому фильтру.

Весьма полезной особенностью использования образов основной частоты ЦВС является тот факт, что фазовый шум для побочного компонента остается таким же, как и для спектральной компоненты основного выходного сигнала. В результате уровень фазового шума синтезатора будет определяться его шумовыми характеристиками не на частоте, выделяемой полосовым фильтром, а в более низкочастотной области.

В табл. 1.4.1 приведены результаты сравнения достоинств и недостатков предложенного метода с рассмотренными ранее способами повышения выходной частоты ЦВС.

Таблица 1.4.1 - Результаты сравнения методов повышения выходной частоты ЦВС

Название метода	Достоинства	Недостатки	Влияние на уровень фазовых шумов
Разработка интегральных ЦВС с более высокими значениями тактовой частоты	Не сопровождается усложнением структуры устройства, имеется возможность применения совместно с другими методами повышения выходной частоты ЦВС	Сложность реализации	Фазовые шумы увеличиваются пропорционально выходной частоте синтезатора
Применение дискретных умножителей выходной частоты ЦВС на транзисторах	Возможность существенного увеличения частот формируемых сигналов, малая инерционность транзисторных каскадов умножения частоты	Дискретность возможных коэффициентов умножения; кратность их числам 2, 3, 5; сложность получения некоторых коэффициентов умножения (например, 7, 11, 13 и др.) ввиду существенного снижения КПД	Транзисторные умножители обладают собственным уровнем фазовых шумов, а фазовые шумы предыдущих каскадов формирователя квадратично возрастают пропорционально коэффициенту умножения транзисторного умножителя частоты

Продолжение таблицы 1.4.1

Использование умножителей выходной частоты ЦВС на основе петли ФАПЧ	Возможность получения больших значений коэффициентов умножения, которые могут быть дробными; фильтрация петель ФАПЧ паразитных спектральных составляющих, присутствующих в спектре выходного сигнала ЦВС	Увеличение длительности переходного процесса при переключении ЦВС либо ФАПЧ на новую синтезируемую частоту, возможность потери устойчивости	Петля ФАПЧ обладают собственным уровнем фазовых шумов, а фазовые шумы предыдущих каскадов формирователя квадратично возрастают пропорционально коэффициенту умножения петли ФАПЧ
Преобразование выходной частоты ЦВС вверх	Относительная простота реализации	Присутствует вероятность нарушения когерентности входных сигналов смесителя, поступающих от двух различных генераторов (ГОЧ и генератора подставки)	Уровень фазовых шумов формирователя увеличивается за счет введения в схему дополнительных источников фазовых шумов – смесителя и генератора подставки
Использование образов основной частоты ЦВС	Простота реализации	Амплитуды образов меньше амплитуды основной спектральной компоненты, необходимость частотного планирования	Относительный фазовый шум для побочных компонентов остается таким же, как и для спектральной компоненты основного выходного сигнала ЦВС

Таким образом, из проведенного сравнительного анализа следует, что предложенный метод является весьма перспективным способом повышения выходной частоты ЦВС за счет простоты реализации.

1.5 Выводы и постановка задачи исследования

1. Проведен анализ методов построения, важнейших характеристик, достоинств и недостатков современных цифровых вычислительных синтезаторов, показаны их преимущества перед другими методами синтеза, а также перспективность использования в качестве формирователей сигналов.

2. Рассмотрены известные подходы к количественной оценке, математическому и экспериментальному анализу шумовых характеристик, являющихся качественными показателями стабильности частоты формирователей сигналов.

3. Показано, что одним из основных недостатков интегральных цифровых вычислительных синтезаторов, затрудняющих их применения в качестве формирователей стабильных частот и сигналов, является ограничение максимального значения синтезируемой частоты значением в 1500-1700 МГц.

4. Для повышения выходной частоты формирователей сигналов на основе ЦВС существуют следующие методы: разработка интегральных микросхем с более высокими значениями тактовой частоты, умножение выходной частоты ЦВС транзисторными каскадами либо петлей ФАПЧ, преобразование выходной частоты синтезатора вверх.

5. Известные способы увеличения выходной частоты ЦВС обладают характерными недостатками и не всегда эффективны. По существу, лишь метод умножения выходной частоты дискретными транзисторными умножителями является относительно простым и легко реализуемым. Однако с увеличением частоты, при этом методе, также увеличивается уровень фазовых шумов. Перспективным методом является использование образов - побочных компонентов спектра выходного сигнала цифро-аналогового преобразователя синтезатора, однако данный принцип мало изучен и освещен в научной литературе, а также отсутствуют сведения о реальных устройствах, его реализующих.

В связи с этим **целью** диссертационной работы является повышение качественных характеристик формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов.

Выполнение цели требует решения следующих задач:

- обосновать возможность использования образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов для повышения выходных частот формирователей когерентных сигналов без существенного увеличения фазовых шумов и разработать обобщенную структурную схему;

- разработать алгоритм и программное обеспечение для частотного плани-

рования формирователей когерентных сигналов, использующих образы основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов;

- на основе экспериментальных данных разработать математическую модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов для частот образов;

- теоретически и экспериментально исследовать шумовые свойства формирователей когерентных сигналов, использующих образы основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов.

ГЛАВА 2. ТЕОРИЯ ПОСТРОЕНИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОБРАЗОВ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ

2.1 Модели выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора, использующего образы основной частоты

Для оценивания качественных показателей формирователей сигналов на основе ЦВС, использующих образы основной частоты, необходимо проанализировать спектр сигнала на выходе таких устройств. Для этого необходимо разработать математическую модель сигнала на выходе ЦАП исследуемого синтезатора с учетом реальных особенностей его функционирования: эффекта дискретизации, ошибок из-за усечения кода фазы и квантования [111, 112].

Дискретизация выходного сигнала синтезатора связана с особенностью цифро-аналогового преобразования [103] и проявляется зеркальным отображением частотных компонентов спектра ЦАП ЦВС относительно частоты тактирования с огибающей, изменяющейся по закону $K_{\text{ЦАП}}(f) = \sin\left(\pi \frac{f}{f_T}\right) / \left(\pi \frac{f}{f_T}\right)$.

Выходной сигнал ЦАП ЦВС при учете только эффекта дискретизации определяется выражением

$$s_i = \sin\left(2\pi \left[\frac{K}{2^p} i\right]\right), \quad (2.1.1)$$

где, i - отсчеты времени, $K = \text{round}\left(\frac{f_{\text{ЦВС}} 2^p}{f_T}\right)$ - код синтезируемой частоты, $\text{round}(x)$ – округление числа x до ближайшего целого, p – разрядность аккумулятора фазы.

Ошибки из-за усечения кода фазы определяются отбрасыванием младших бит аккумулятора фазы при их передаче к ПЗУ. Возникновение данного эффекта связано со следующим противоречием: с одной стороны, для улучшения раз-

решения ЦВС по частоте необходимо иметь большую разрядность аккумулятора фазы (21-48 бит), а с другой – использование всех этих разрядов для адресации ПЗУ требует увеличения его объема в степенной зависимости, что, во-первых, весьма сложно реализовать технически, а во-вторых, существенно увеличивает стоимость синтезатора. Из-за этого для адресации ПЗУ используют лишь 12-16 старших разрядов аккумулятора фазы, а величина $b=p-a$ называется числом бит округления.

С использованием [8] получена математическая модель выходного сигнала ЦАП ЦВС, учитывающая дискретизацию выходного сигнала и ошибки, вызванные округлением фазы при адресации ПЗУ

$$s1_i = \sin\left(2\pi \frac{2^b}{2^p} \text{trunc}\left[\frac{K}{2^b} i\right]\right), \quad (2.1.2)$$

где $\text{trunc}(x)$ – целая часть числа x .

Ошибки квантования возникают вследствие конечной разрядности данных ЦВС и проявляются отклонением отсчетов выходного сигнала ЦАП от идеальных теоретических значений неограниченной разрядности.

Математическая модель выходного сигнала ЦАП ЦВС, учитывающая дискретизацию выходного сигнала и ошибки квантования, описывается следующим выражением

$$s2_i = \text{trunc}\left(N \cdot \sin\left(2\pi \frac{f_{\text{ЦВС}} \cdot i}{f_T}\right)\right) / N, \quad (2.1.3)$$

Объединением моделей (2.1.2) и (2.1.3) получена математическая модель выходного сигнала ЦАП ЦВС, в которой учтены эффекты дискретизации, а также ошибки, связанные с усечением кода фазы и квантованием амплитуды

$$s3_i = \frac{\text{trunc}\left(N \cdot \sin\left(2\pi \frac{2^b}{2^p} \text{trunc}\left[\frac{K}{2^b} i\right]\right)\right)}{N}, \quad (2.1.4)$$

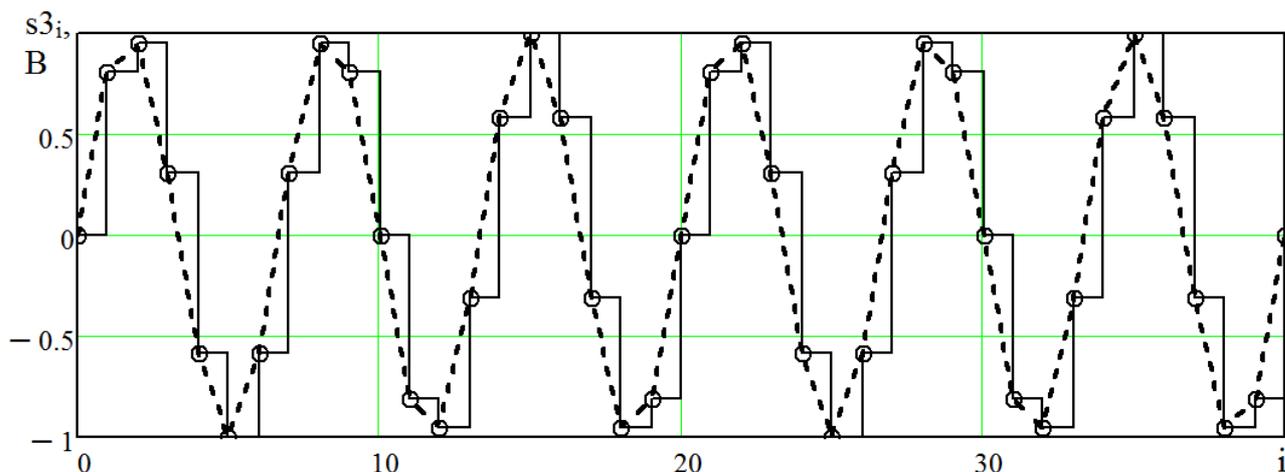
где $N=2^n$ - число уровней квантования ЦАП.

Для моделирования использовались параметры ЦВС, соответствующие техническим характеристикам реального интегрального синтезатора AD9910 фирмы Analog Devices [78]:

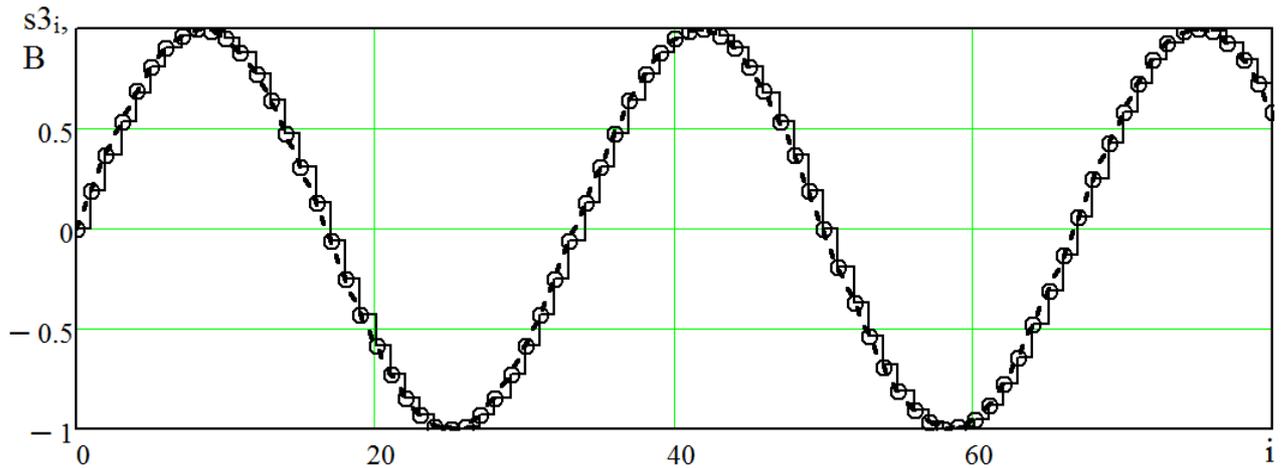
- частота тактирования f_T была выбрана равной 100 МГц, что является минимальным значением для ЦВС AD9910;
- количество разрядов аккумулятора фазы $p = 32$;
- количество разрядов ПЗУ $a = 19$;
- количество разрядов ЦАП $n = 14$.

Исследования математических моделей (2.1.2), (2.1.3), (2.1.4) показали, что видимых отличий между результатами моделирования практически нет. Поэтому приведем результаты моделирования для модели (2.1.4). На рис. 2.1.1 представлены сигналы на выходе ЦАП ЦВС при $K_{ЦВС} = 0,15$ и $K_{ЦВС} = 0,03$, полученные на основании моделей (2.1.1) и (2.1.4). Непрерывными «ступеньками» на графиках изображены выходные сигналы ЦАП ЦВС при учете эффекта дискретизации, пунктиром – только при учете эффекта дискретизации.

Для оценки точности математического моделирования необходимо дальнейшее исследование ошибок моделей сигналов во временной области, а также построение спектров выходного сигнала ЦАП и спектров сигналов ошибок исследуемых моделей (2.1.2)-(2.1.4).



a)

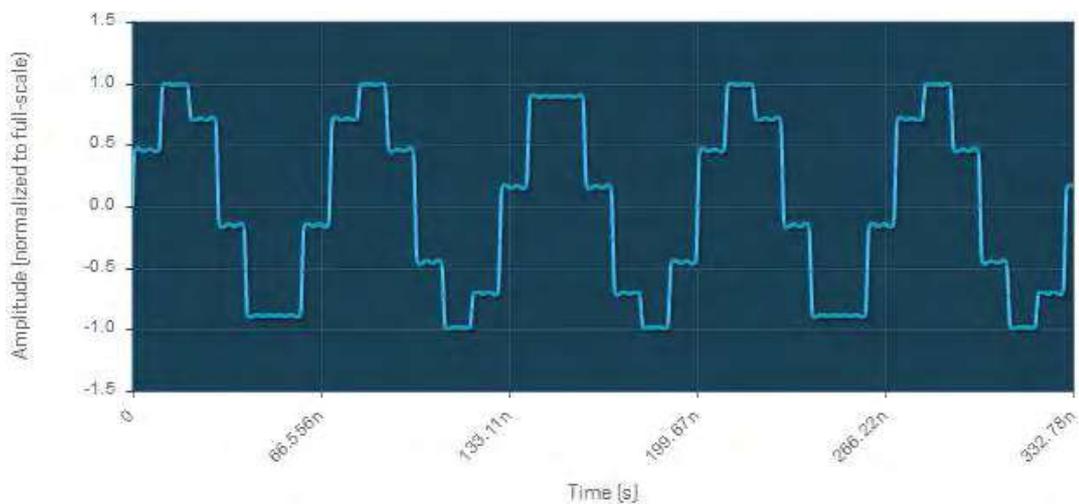


б)

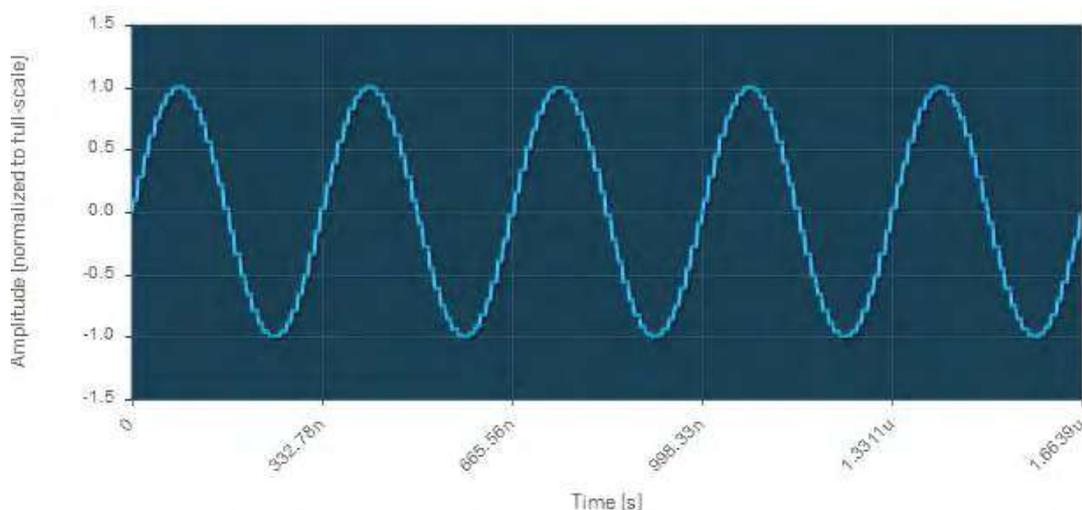
Рисунок 2.1.1 – Выходные сигналы ЦАП ЦВС с учетом эффектов дискретизации, усечения кода фазы и квантования

а) при $K_{\text{ЦВС}} = 0,15$; б) при $K_{\text{ЦВС}} = 0,03$

Для наглядной оценки адекватности предложенных моделей можно воспользоваться программой ADIsimDDS, которая позволяет получить временное и частотное представление выходного сигнала конкретного ЦВС производства фирмы AnalogDevices. Результаты моделирования выходного сигнала ЦАП ЦВС AD9910 с помощью данной программы при выбранных ранее коэффициентах передачи синтезатора приведены на рис. 2.1.2.



а)



б)

Рисунок 2.1.2 – Выходные сигналы ЦАП ЦВС, полученные в программе ADI-simDDS а) при $K_{ЦВС}=0,15$; б) при $K_{ЦВС}=0,03$

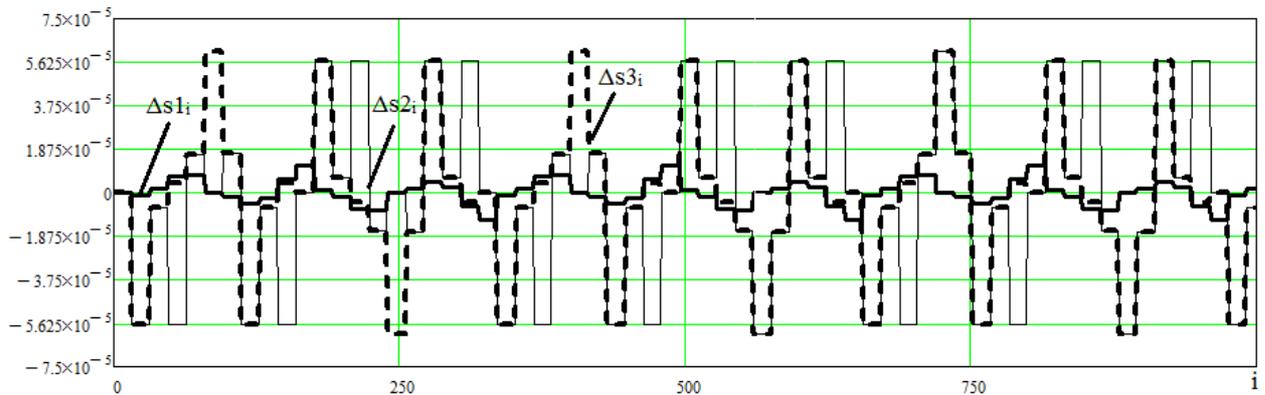
Сравнение предложенных в данном параграфе моделей (2.1.2)-(2.1.4) с результатами расчета выходного сигнала ЦАП ЦВС в специализированной программе ADI-simDDS наглядно иллюстрирует близкое сходжение форм сигналов на полученных графических зависимостях.

2.2 Анализ влияния ограничений параметров структурных звеньев цифровых вычислительных синтезаторов на параметры выходного сигнала

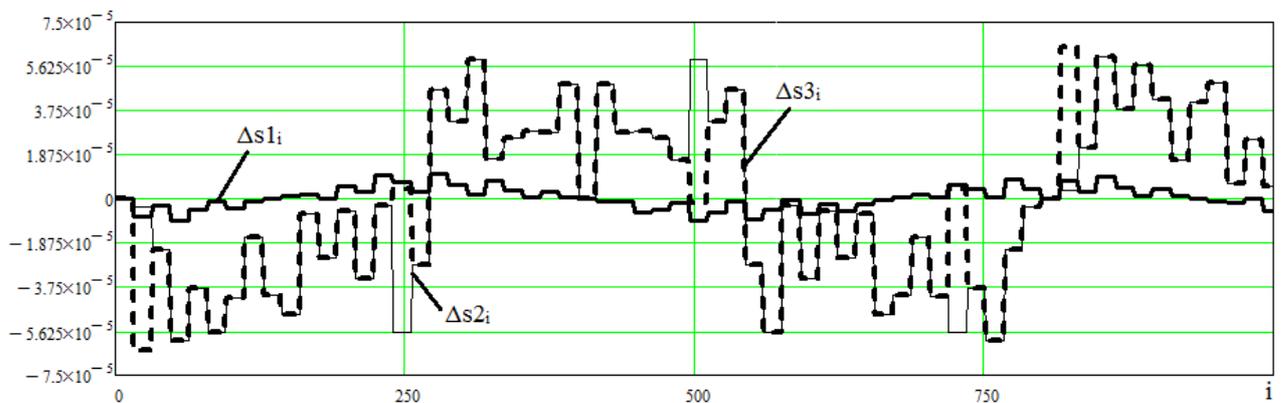
В п. 2.1 было показано, что различия между синтезированными сигналами ЦВС во временной области по моделям (2.1.2)-(2.1.4) малозаметны, и для оценки их точности необходимо провести исследование учтенных в данных моделях ошибок во временной и частотной областях. Для этого необходимо осуществить передискретизацию синтезируемых сигналов (2.1.2)-(2.1.4), которая заключается в увеличении тактовой частоты ЦВС в некоторое число раз и добавлении в сигнал нулевых отсчетов.

На рис. 2.2.1 представлены погрешности моделей синтезируемых сигналов ЦВС (2.1.2)-(2.1.4) относительно модели выходного сигнала синтезатора

при учете только эффекта дискретизации (2.1.1), полученные с применением передискретизации в 16 раз при $K_{ЦВС} = 0,15$ и $K_{ЦВС} = 0,03$.



а)



б)

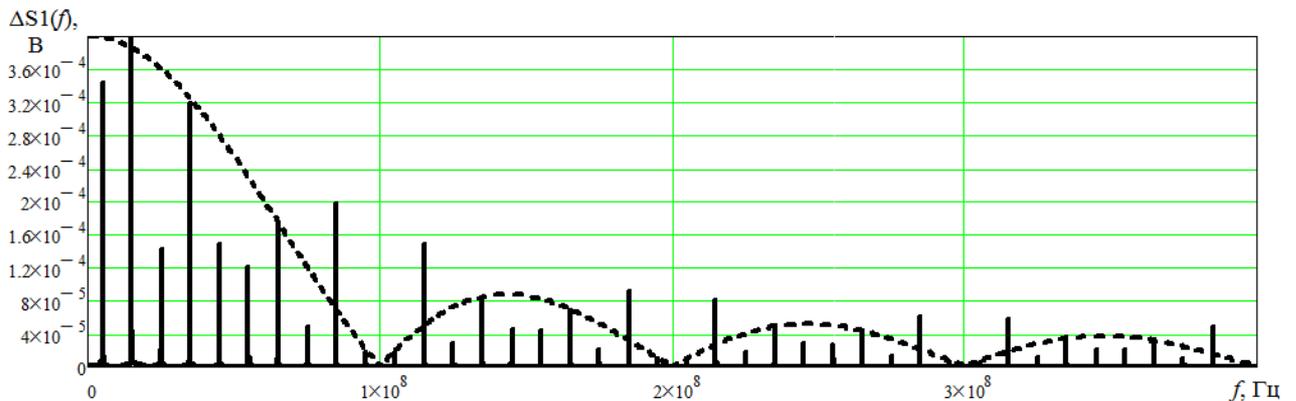
Рисунок 2.2.1 – Сигналы ошибок моделей синтезируемых сигналов ЦВС

а) при $K_{ЦВС} = 0,15$, б) при $K_{ЦВС} = 0,03$

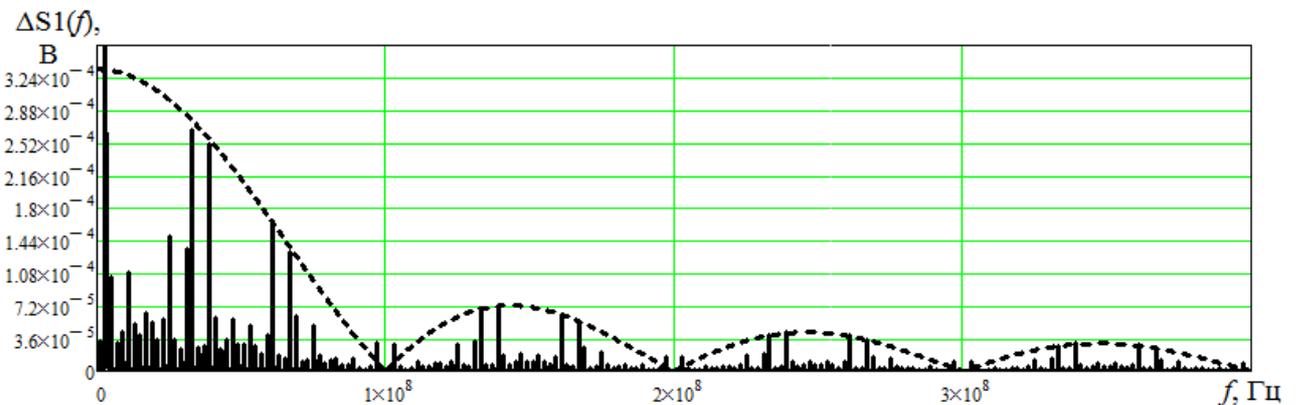
Из рис. 2.2.1 следует, что сигнал ошибки модели $\Delta s1_i$, учитывающей усечение кода фазы, представляет собой непериодическую ступенчатую функцию, амплитуда которой при $K_{ЦВС} = 0,15$ достигает максимального значения, равного $|\pm 0,000012|$ и незначительно изменяется при варьировании коэффициента передачи синтезатора. Сигнал ошибки модели $\Delta s2_i$, учитывающей квантование амплитуды при цифро-аналоговом преобразовании, представляет собой сложную непериодическую последовательность, состоящую из нескольких скачкообразно чередующихся импульсов ошибок различной полярности. И наконец, сигнал ошибки результирующей модели выходного сигнала ЦВС $\Delta s3_i$, учитывающей ошибки, связанные как с усечением кода фазы, так и с квантованием

амплитуды, характеризуется особенностями составляющих его ошибок Δs_{1i} и Δs_{2i} . При этом влияние коэффициента передачи ЦВС на амплитуды сигналов ошибок Δs_{2i} и Δs_{3i} , которые в среднем составляют $|\pm 0,00006|$ и значительно превышают ошибки усечения кода фазы, является незначительным.

На рис. 2.2.2 в линейном масштабе приведены спектры сигналов ошибок для модели выходного сигнала ЦВС (2.1.2) и их огибающие при $K_{ЦВС} = 0,15$ и $K_{ЦВС} = 0,03$ в полосе частот от 0 Гц до $4f_T$; на рис. 2.2.3 – для модели (2.1.3), а на рис. 2.2.4 – для модели (2.2.4).



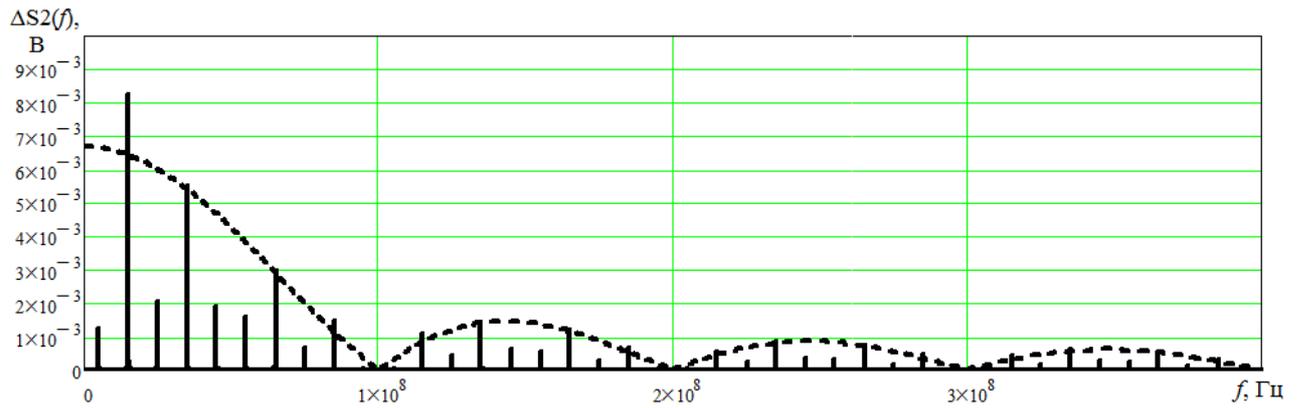
а)



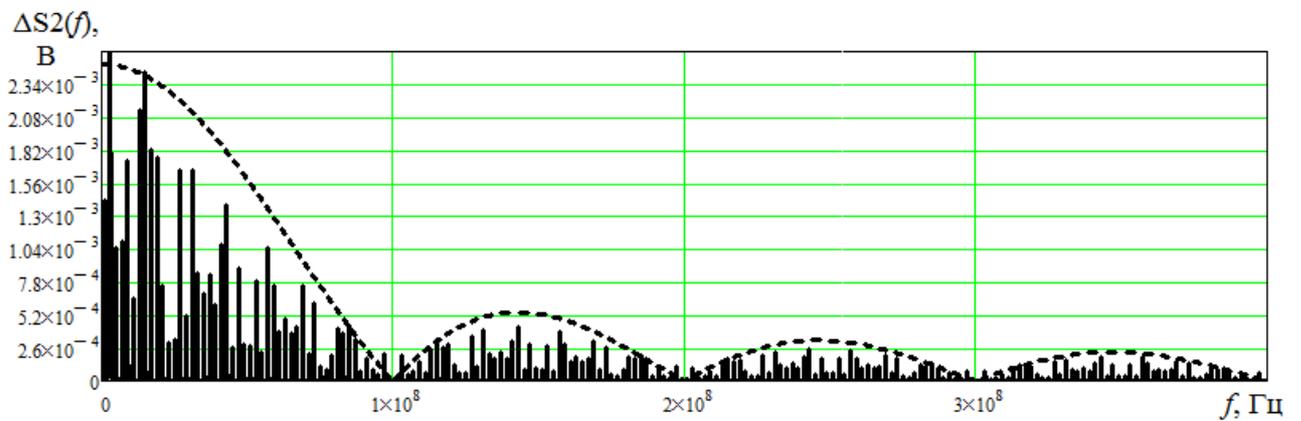
б)

Рисунок 2.2.2 - Спектры сигналов ошибок модели выходного сигнала ЦВС, учитывающей усечение кода фазы и их огибающие

а) при $K_{ЦВС} = 0,15$; б) при $K_{ЦВС} = 0,03$



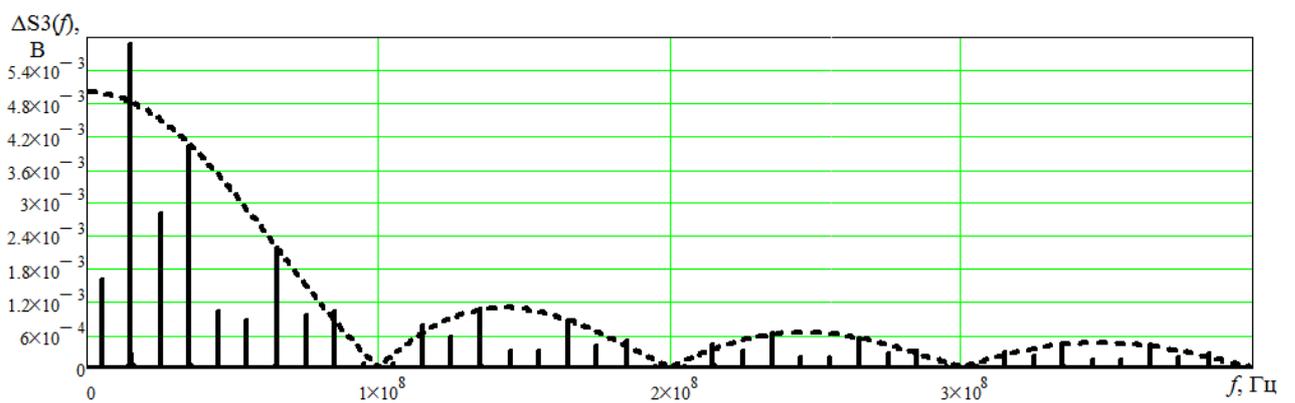
а)



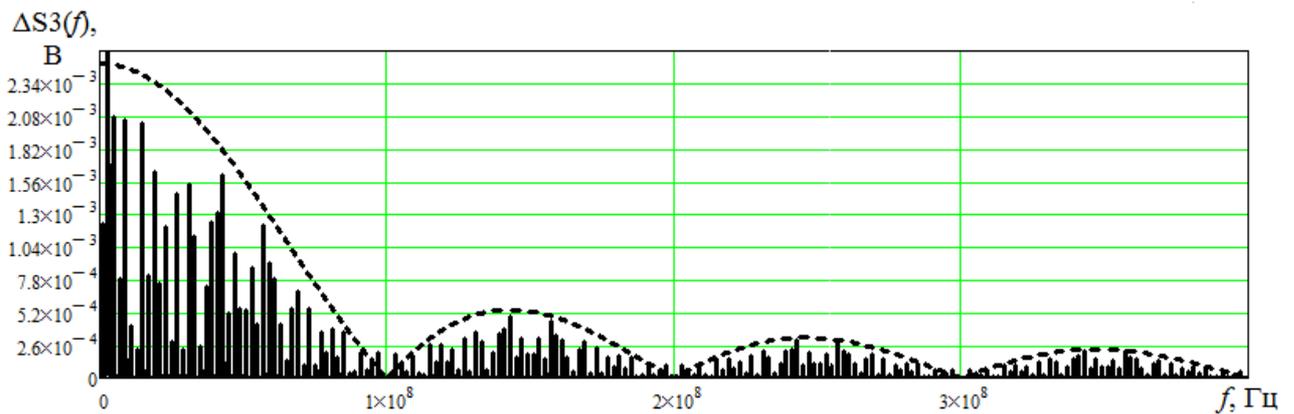
б)

Рисунок 2.2.3 - Спектры сигналов ошибок модели выходного сигнала ЦВС, учитывающей квантование амплитуды и их огибающие

а) при $K_{ЦВС} = 0,15$; б) при $K_{ЦВС} = 0,03$



а)



б)

Рисунок 2.2.4 - Спектры сигналов ошибок модели выходного сигнала ЦВС, учитывающей усечение кода фазы и квантование амплитуды и их огибающие

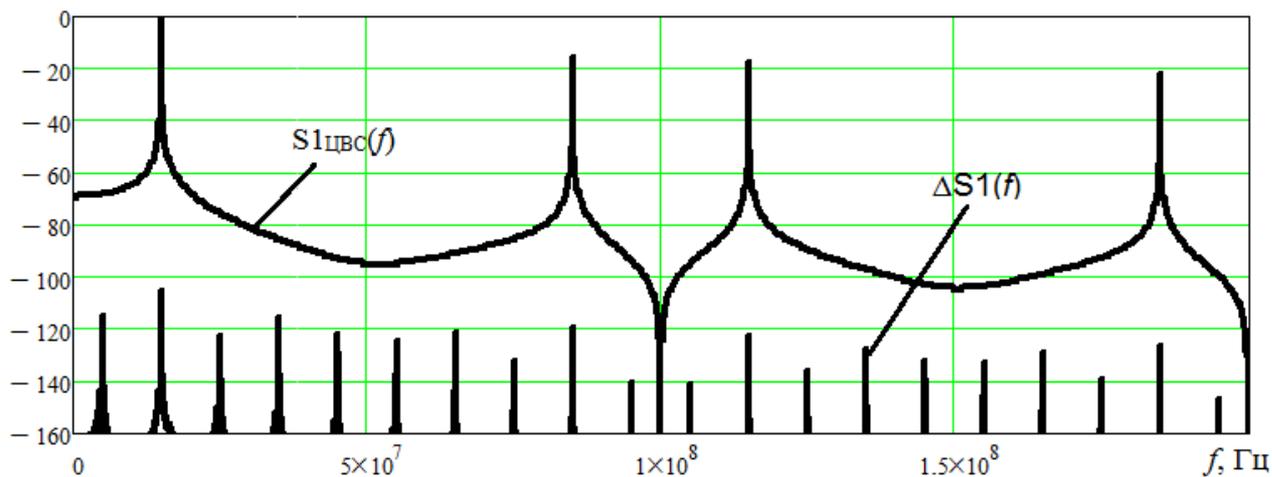
а) при $K_{ЦВС} = 0,15$; б) при $K_{ЦВС} = 0,03$

Из полученных графических зависимостей (рис. 2.2.2 - 2.2.4) следует, что варьирование коэффициента передачи синтезатора приводит к изменению числа составляющих в спектре сигналов ошибок исследуемых моделей и перераспределению их амплитуд. При этом установлено, что чем меньше число паразитных спектральных составляющих, тем выше их уровень, и наоборот [113].

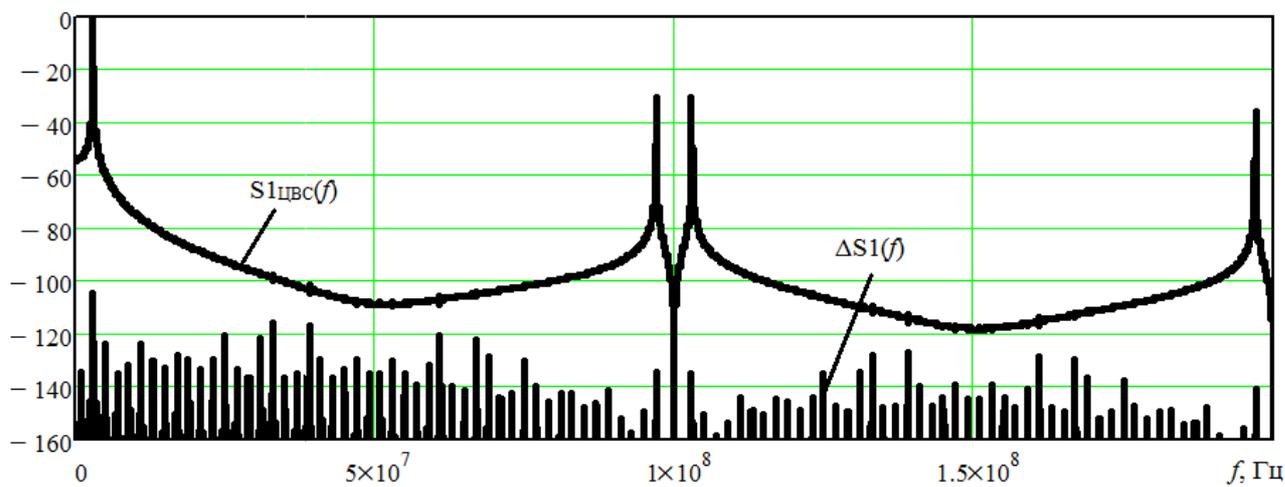
Кроме того, наглядно видно, что огибающие спектров исследуемых сигналов ошибок моделей выходных сигналов ЦВС изменяются от частоты по закону, соответствующему функции синус Котельникова. Эта особенность позволяет сделать вывод о том, что при использовании образов основной частоты ЦВС, огибающая которых, как было показано в гл.1, также определяется данной функцией, относительный уровень паразитных спектральных составляющих и фазовых шумов, определяемых ошибками из-за усечения кода фазы и квантования, будет таким же, как и на основной частоте ЦВС. В результате, используя для формирования сигналов образы основной частоты ЦВС, можно получить меньший уровень фазовых шумов, чем при формировании сигналов с применением других методов (умножения выходной частоты с помощью транзисторных каскадов, петли ФАПЧ или сдвига частоты).

Однако линейный масштаб не позволяет оценить уровень паразитных спектральных составляющих в спектре выходного сигнала ЦВС, определяемых

ограничениями параметров его структурных звеньев и характеризующихся сигналами ошибок моделей (2.1.2) – (2.1.4). В связи с этим на рис. 2.2.5 в логарифмическом масштабе приведены спектры сигналов ошибок для модели (2.1.2) и огибающие спектра выходного сигнала ЦВС при $K_{ЦВС}=0,15$ и $K_{ЦВС}=0,03$ в полосе частот от 0 Гц до $2f_T$; на рис. 2.2.6 – для модели (2.1.3), а на рис. 2.2.7 – для модели (2.2.4).



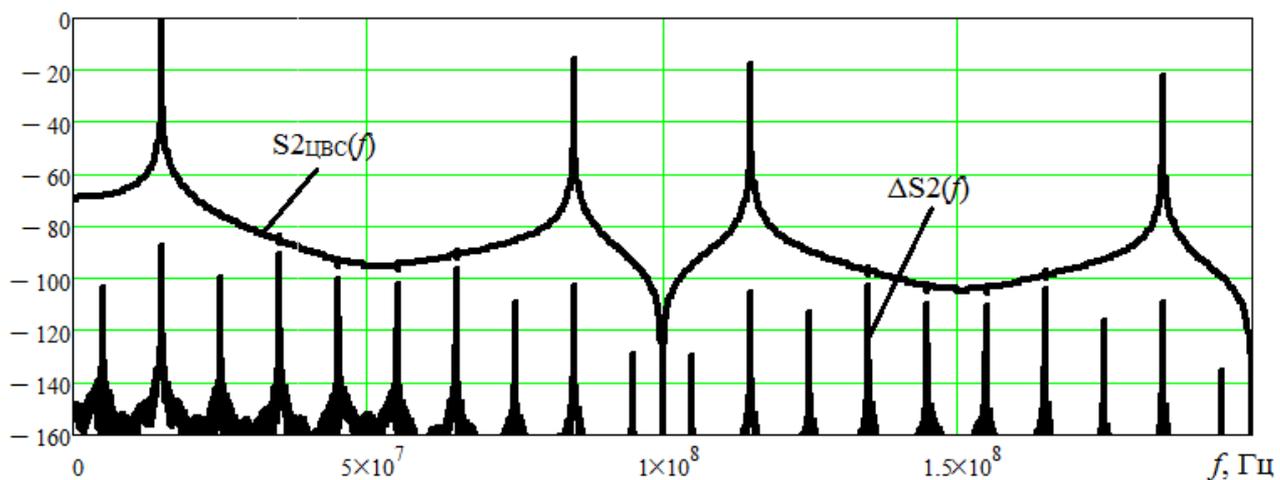
а)



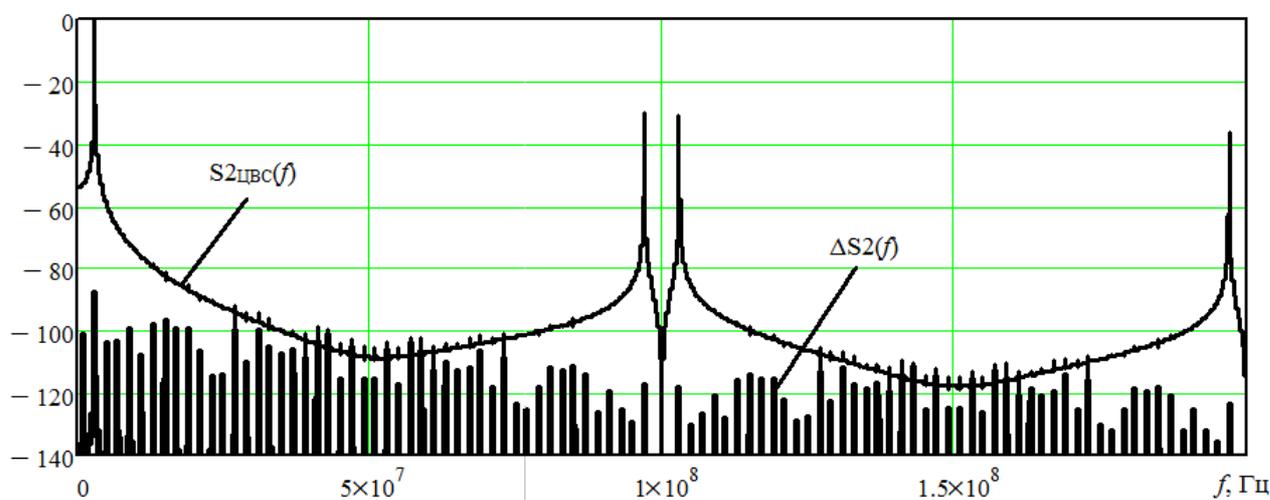
б)

Рисунок 2.2.5- Спектры сигналов ошибок модели, учитывающей усечение кода фазы и огибающие спектра выходного сигнала ЦВС

а) при $K_{ЦВС} = 0,15$; б) при $K_{ЦВС} = 0,03$



а)



б)

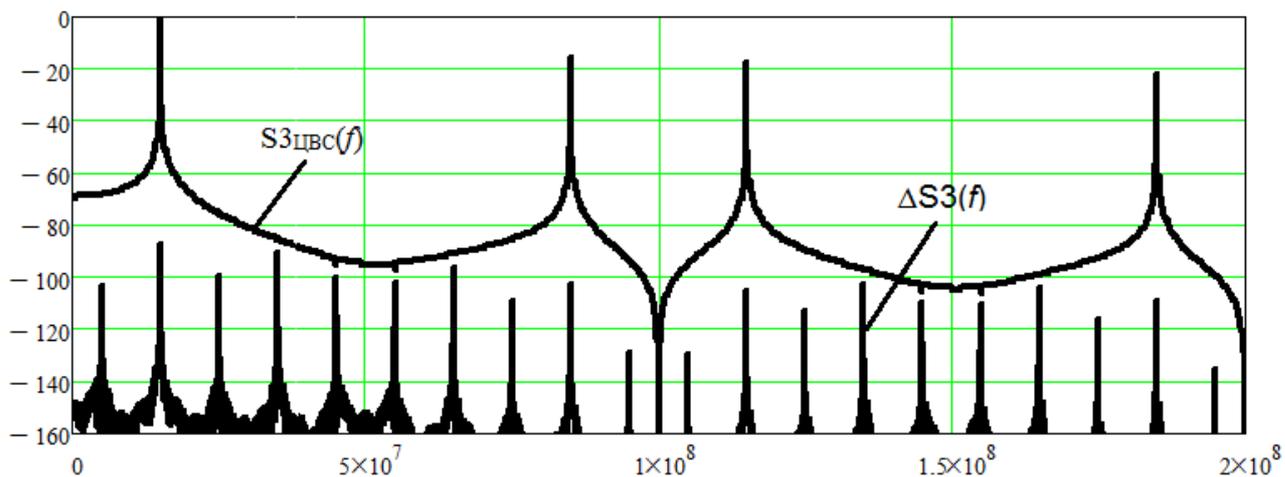
Рисунок 2.2.6- Спектры сигналов ошибок модели, учитывающей квантование амплитуды и огибающие спектра выходного сигнала ЦВС

а) при $K_{ЦВС} = 0,15$; б) при $K_{ЦВС} = 0,03$

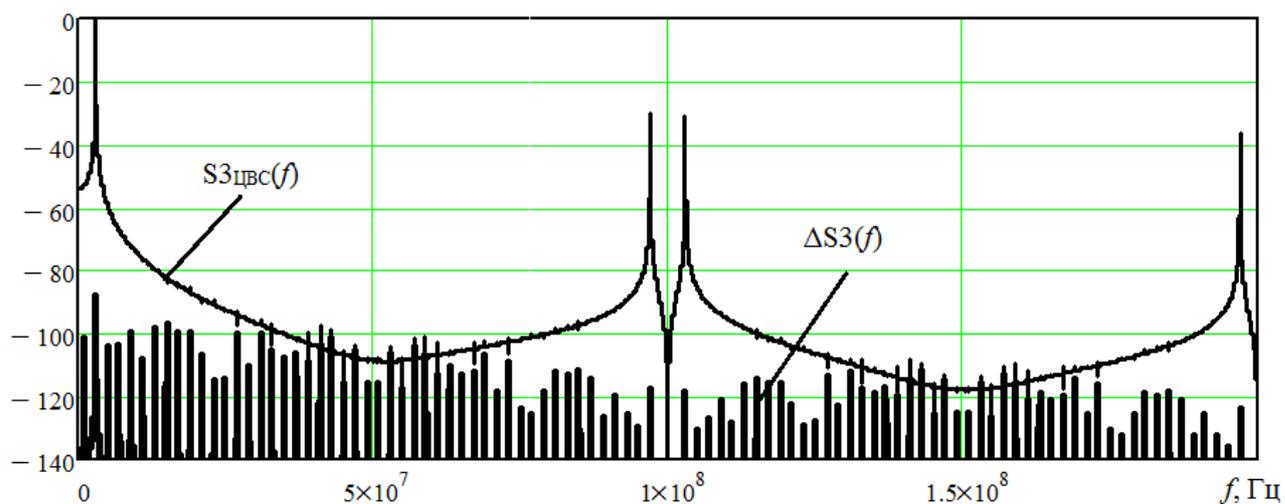
Из полученных графических зависимостей следует, что наименьшей амплитудой обладают паразитные спектральные составляющие, вызванные ошибками из-за усечения кода фазы. При $K_{ЦВС} = 0,15$ их уровень в полосе синтезируемых частот (область от 0 Гц до $f_T/2$) составляет минус 104 – минус 122 дБ и при $K_{ЦВС} = 0,03$ снижается до уровня в минус 135 дБ.

В итоге оказывается, что ошибки наиболее полной результирующей модели выходного сигнала ЦВС (2.1.4) практически полностью определяются ошибками квантования ЦАП, амплитуды спектральных составляющих которых

на 15-20 дБ превышают уровень паразитных спектральных составляющих, вызванных усечением кода фазы и при $K_{ЦВС} = 0,15$ составляют уровень в минус 87 – минус 102 дБ, а при $K_{ЦВС} = 0,03$ – уровень в минус 87 – минус 114 дБ.



а)



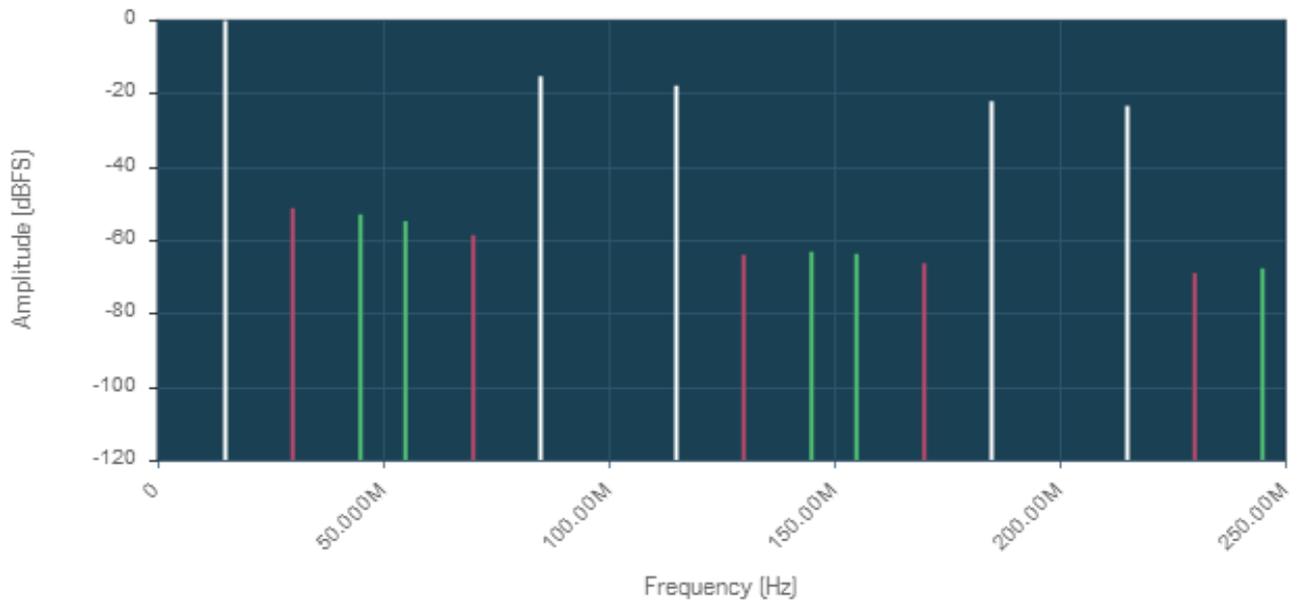
б)

Рисунок 2.2.7- Спектры сигналов ошибок модели, учитывающей усечение кода фазы, квантование амплитуды и огибающие спектра выходного сигнала ЦВС

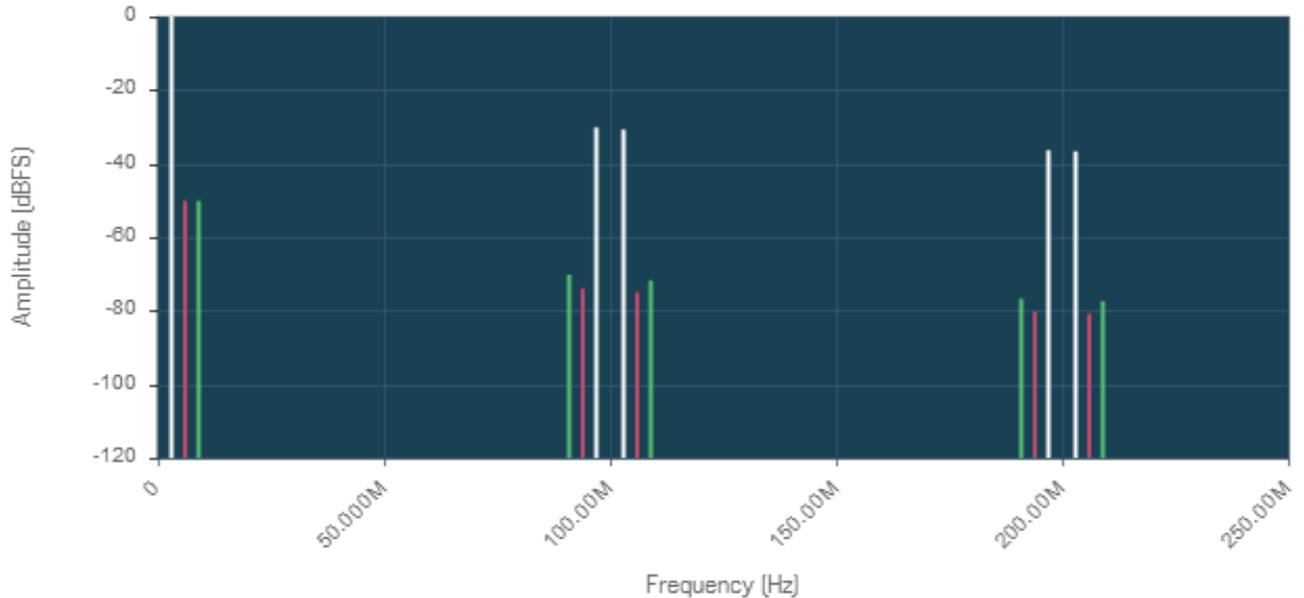
а) при $K_{ЦВС} = 0,15$; б) при $K_{ЦВС} = 0,03$

На представленных зависимостях выходной спектр ЦВС изображен в виде огибающей. Это обусловлено ограничением вычислительных возможностей программных средств для отображения спектра выходного сигнала ЦВС при реальных параметрах синтезатора - разрядностях его аккумулятора фазы в 24-

48 бит и ПЗУ в 14-16 бит. Спектр выходного сигнала синтезатора AD9910 в программе ADIsimDDS (рис. 2.2.8) также содержит только спектральные составляющие наибольшей амплитуды – первые три гармоники основной частоты ЦВС и их образы.



а)



б)

Рисунок 2.2.8- Спектры выходного сигнала ЦВС, полученные в программе ADIsimDDS а) при $K_{ЦВС} = 0,15$; б) при $K_{ЦВС} = 0,03$

Сравнение спектров выходных сигналов ЦВС, полученных по модели (2.1.4) и в программе ADIsimDDS показывает, что уровни основной гармоники

и ее образов совпадают, и предложенную в п. 2.1 модель можно считать адекватной реальному выходному сигналу синтезатора. Кроме того, в отличие от известного программного продукта, разработанная модель выходного сигнала ЦВС учитывает реальные ограничения параметров структурных звеньев синтезатора (конечную разрядность ЦАП и отбрасывание младших разрядов аккумулятора фазы при передаче их к ПЗУ), которые проявляются образованием в основной полосе спектра выходного сигнала ЦВС паразитных спектральных составляющих и фазовых шумов, оказывающих непосредственное влияние на спектральную чистоту синтезируемого сигнала.

2.3 Обобщенная схема формирователя сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов

В гл. 1 были рассмотрены известные на данный момент подходы к построению формирователей сигналов, их структурные реализации, показана эффективность использования для решения данной задачи образов основной частоты ЦВС. Данный параграф посвящен вопросу разработки обобщенной структурной схемы формирователя сигналов при использовании образов основной частоты ЦВС.

При формировании сигналов в качестве источников стабильных опорных частот активно используются недорогие широко распространенные кварцевые генераторы. Формируемые такими генераторами частоты, как правило, не превышают десятков мегагерц и требуют дальнейшего умножения.

Реализация умножения частоты источника высокостабильного сигнала формирователя возможна либо на нелинейных элементах с помощью одного или нескольких транзисторных каскадов, либо с помощью системы ФАПЧ, интегрированной в микросхему ЦВС. В последнем случае легко получить практически любой целочисленный коэффициент умножения, определяемый для современных микросхем ЦВС максимальным значением в 255 и, в отличие от транзисторных каскадов, изменяемый с шагом, равным единице [114]. Исполь-

зование транзисторных умножителей накладывает определенные ограничения на выбор коэффициента умножения, так как он будет определяться последовательно соединенными умножителями с коэффициентами умножения 2, 3 или 5.

После предварительных умножителей частоты необходимо расположить устройство, задающее формируемую частоту с малым шагом сетки, в качестве которого предлагается использовать ЦВС в режиме образов основной частоты [115, 116]. При таком построении формирователя его разрешение по частоте будет определяться, по сути, шагом сетки частот ЦВС, а использование образов основной частоты синтезатора позволит перенести синтезируемую частоту в более высокочастотный диапазон с сохранением уровня паразитных спектральных составляющих и фазовых шумов основного колебания. В этом случае тактовая частота синтезатора определяется значением выходной частоты умножителей частоты кварцевого генератора.

Для выделения необходимого образа основной частоты ЦВС, как было показано в п. 1.3, на выходе синтезатора требуется использовать полосовой фильтр, настроенный на соответствующую частоту.

Применение образов основной частоты ЦВС позволяет либо полностью отказаться от использования последующих умножителей частоты сигнала на выходе полосового фильтра, либо существенно уменьшить требования к их коэффициенту умножения и его шагу. В результате в качестве второго умножителя частоты формирователя сигналов предлагается использовать один или несколько транзисторных каскадов во избежание увеличения времени перестройки, характерной при использовании петли ФАПЧ.

Таким образом, результирующая обобщенная структурная схема формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС имеет вид, представленный на рис. 2.3.1.

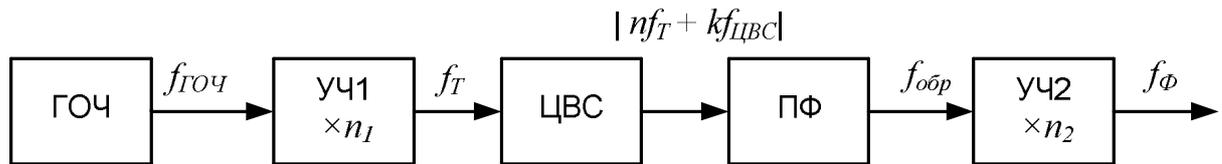


Рисунок 2.3.1- Обобщенная структурная схема формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС

На схеме приняты следующие обозначения: ГОЧ – генератор опорной частоты $f_{ГОЧ}$, УЧ1 – умножитель частоты кварцевого генератора на нелинейных элементах или на основе петли ФАПЧ с коэффициентом умножения n_1 ; f_T – тактовая частота; ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор; ПФ – полосовой фильтр; $f_{обр}$ – частота образа, УЧ2 – умножитель частоты выходного сигнала полосового фильтра на нелинейных элементах с коэффициентом умножения n_2 ; f_Φ – выходная частота формирователя сигналов.

Запишем основные математические соотношения, необходимые для определения выходной частоты формирователя.

Тактовая частота ЦВС связана с частотой ГОЧ пропорциональной зависимостью, определяемой коэффициентом умножения УЧ1

$$f_T = n_1 f_{ГОЧ}. \quad (2.3.1)$$

Основная синтезируемая частота ЦВС определяется частотой тактирования и его коэффициентом передачи $K_{ЦВС}$, который в режиме образов ограничивается значениями от 0,15 до 0,35

$$f_{ЦВС} = K_{ЦВС} f_T. \quad (2.3.2)$$

При отсутствии фильтрации выходной спектр ЦАП ЦВС содержит гармоники основной частоты синтезатора и их образы относительно тактовой частоты

$$f_{ЦАП} = |nf_T + kf_{ЦВС}|. \quad (2.3.3)$$

где $n = \dots -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3 \dots$ – номер образа.

В гл. 1 было показано, что из энергетических соображений для использования пригодны только побочные компоненты выходного спектра ЦАП ЦВС, соответствующие образам основной частоты и выделяемые полосовым фильтром

$$f_{обр} = |nf_T + f_{ЦВС}|. \quad (2.3.4)$$

После прохождения УЧ2 выходная частота формирователя преобразуется до значения

$$f_{\Phi} = n_2 f_{обр}. \quad (2.3.5)$$

В результате после преобразований выражений (2.3.1) – (2.3.5) получаем, что при использовании основной частоты ЦВС выходная частота формирователя определяется как

$$f_{\Phi} = f_{ГОЧ} n_1 n_2 K_{ЦВС}, \quad (2.3.6)$$

а при использовании ее образов как

$$f_{\Phi} = f_{ГОЧ} n_1 n_2 |n + K_{ЦВС}|, \quad (2.3.7)$$

Полученная формула показывает, что выходная частота формирователя сигналов определяется коэффициентами умножения умножителей частоты, величиной частоты опорного генератора, номером выбранного образа и коэффициентом передачи ЦВС [117]. Соответственно, используя более высокие номера образов n , возможно либо уменьшить коэффициенты умножения n_1 или n_2 , либо значительно увеличить выходную частоту формирователя.

2.4 Передискретизация выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора

Результаты исследований в п. 2.1 и 2.2 показали, что амплитуды образов основной частоты выходного сигнала ЦАП ЦВС определяются огибающей спектра вида синус Котельникова и несколько меньше уровня спектральной компоненты основной частоты $f_{ЦВС}$. Данное снижение амплитуд образов при-

водит к уменьшению отношения сигнал/шум устройства, поэтому для использования образов основной частоты ЦВС требуется повысить их амплитуду.

В рассматриваемой обобщенной структурной схеме формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС (рис. 2.3.1) возможно использование на выходе полосового фильтра усилителя, позволяющего увеличить амплитуду выделяемого образа, что, однако влечет за собой ухудшение шумовых характеристик всего формирователя.

Одним из возможных решений указанной проблемы может служить перераспределение энергии частотных составляющих в спектре выходного сигнала ЦАП ЦВС с помощью передискретизации [118, 119]. Она позволяет перераспределить энергию от основной частоты ЦВС на ее образы так, что амплитуды некоторых высокочастотных составляющих будут больше, чем до передискретизации. Это позволит снизить требуемый коэффициент усиления усилителя, и, в некоторых случаях, отказаться от его использования.

Структурная схема ЦВС с передискретизацией выходного сигнала приведена на рисунке 2.4.1. На схеме приняты следующие обозначения: ПС - преобразователь скважности, осуществляющий изменение скважности тактовых импульсов до требуемого значения; АК – аналоговый коммутатор.

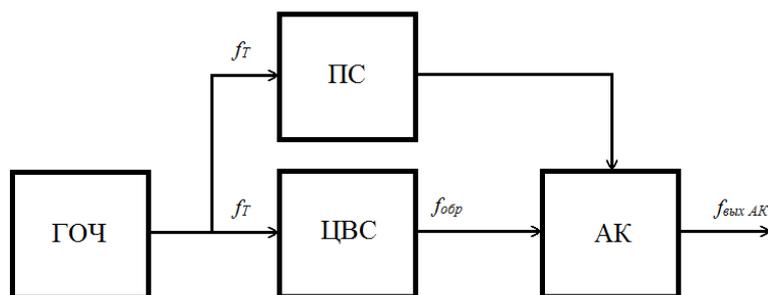


Рисунок 2.4.1 - Структурная схема ЦВС с передискретизацией выходного сигнала

В данной структурной схеме частота тактового сигнала ЦВС равна частоте ГОЧ, поэтому преобразователь скважности ПС подключается напрямую. В случаях, когда применяется интегральный ЦВС, в составе которого имеется встроенный умножитель тактовой частоты на основе системы ФАПЧ, тактовый

сигнал для преобразователя скважности требуется брать с его выхода непосредственно перед ЦВС. В простейшем случае преобразователь скважности ПС представляет собой логический элемент «И». На один из его входов подается исходный тактовый сигнал, а на другой – тактовый сигнал, прошедший через интегрирующую RC-цепь (для повышения скважности выходного сигнала ПС выше 2) или через дифференцирующую RC-цепь (для понижения скважности ниже 2). В результате на выходе логического элемента создается сигнал в виде последовательности прямоугольных импульсов с требуемой скважностью. Данный сигнал управляет работой аналогового коммутатора, который в определенные интервалы времени пропускает выходной сигнал ЦВС, а в остальное время находится в разомкнутом состоянии.

Для оценки эффективности предлагаемого решения проведено схемотехническое моделирование исследуемого устройства, показанного на рис. 2.4.1. Данная модель, реализованная в программе Micro-CAP, представлена на рис. 2.4.2.

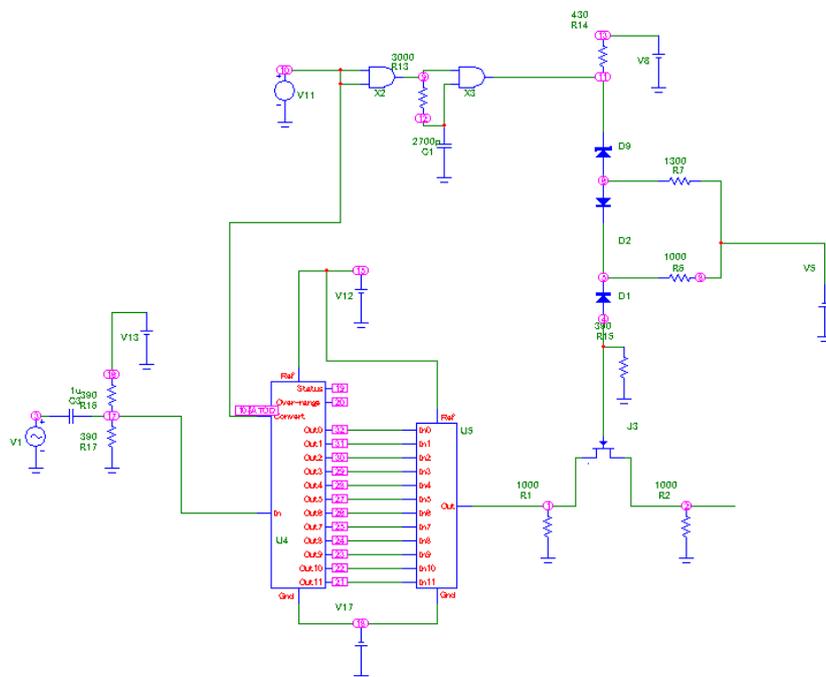


Рисунок 2.4.2 – Схемотехническая модель ЦВС с передискретизацией выходного сигнала

Результаты моделирования работы исследуемого устройства во временной области представлены на рис.2.4.2-2.4.3.

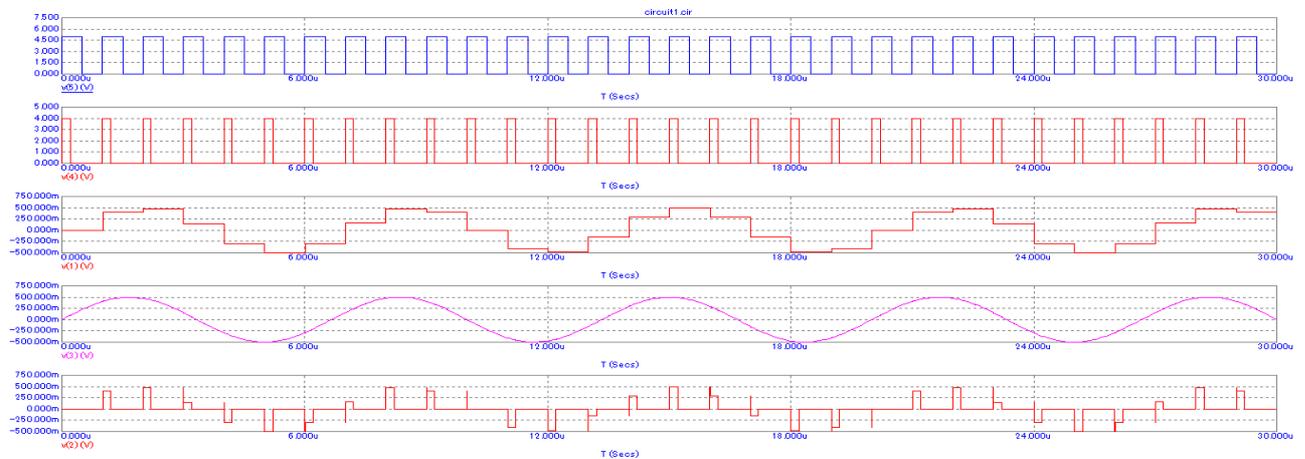


Рисунок 2.4.2 - Осциллограммы сигналов устройства с передискретизацией выходного сигнала ЦВС при $q = 5$ и $K_{ЦВС} = 0,15$: тактового сигнала, сигнала с преобразованной скважностью, выходного сигнала ЦАП, выходного сигнала АЦП, передискретизированного синусоидального сигнала

В данной модели в качестве ЦВС используется последовательное соединение источника идеального синусоидального сигнала, аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразователей, тактовым сигналом для которых служил выходной сигнал ГОЧ. В качестве ГОЧ принят идеальный источник прямоугольных импульсов с периодом повторения 1 мкс и скважностью 2. Синтезируемая частота ЦВС в такой модели ЦВС задается частотой источника идеального синусоидального сигнала. В качестве АК использован идеальный аналоговый ключ, управляемый напряжением импульсной последовательности со скважностью 5 или 1,25. Основная частота выходного сигнала ЦВС $f_{ЦВС}$ составляет 150 кГц, либо 250 кГц. Тактовая частота соответствует значению в 1 МГц.

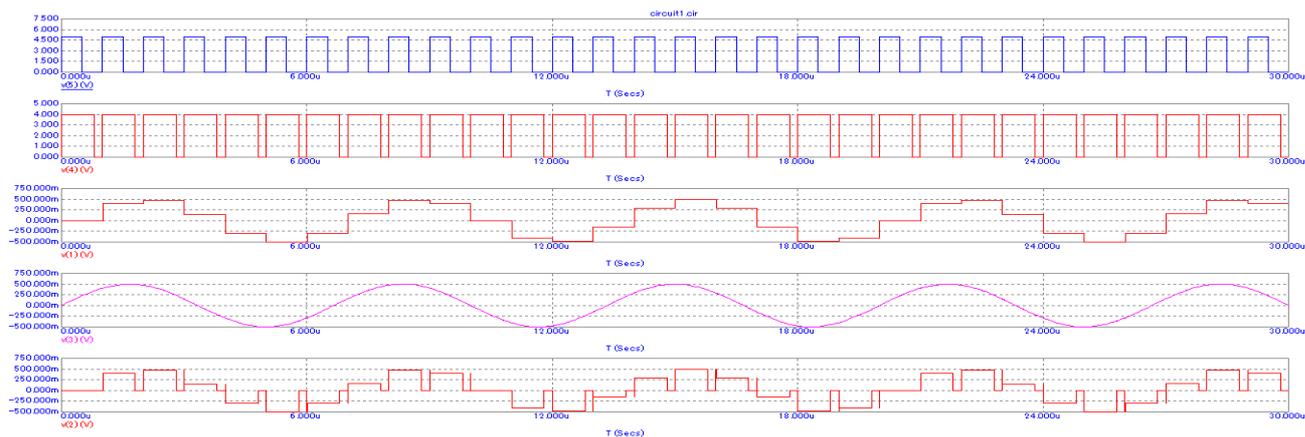


Рисунок 2.4.3 - Осциллограммы сигналов устройства с передискретизацией выходного сигнала ЦВС при $q = 1,25$ и $K_{ЦВС} = 0,15$: тактового сигнала, сигнала с преобразованной скважностью, выходного сигнала ЦАП, выходного сигнала АЦП, передискретизированного синусоидального сигнала

На рис.2.4.4-2.4.7 представлены результаты моделирования выходного сигнала ЦВС в частотной области до (1) и после передискретизации (2) для различных скважностей и частот выходного сигнала ЦВС.

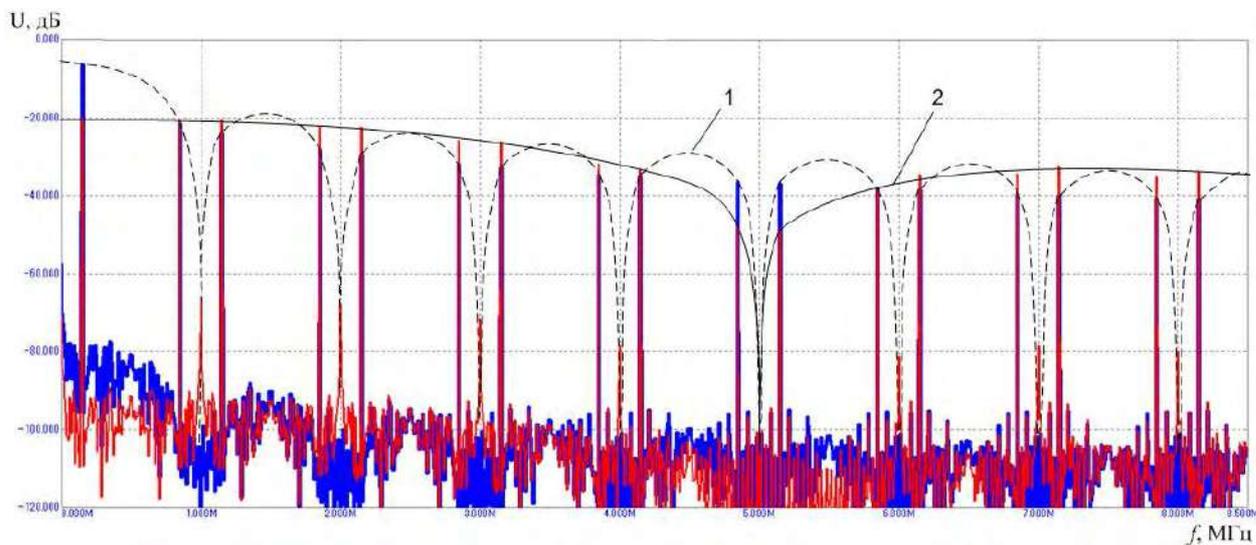


Рисунок 2.4.4 - Спектр выходного сигнала ЦВС до (1) и после передискретизации (2) при $q = 5$ и $K_{ЦВС} = 0,15$

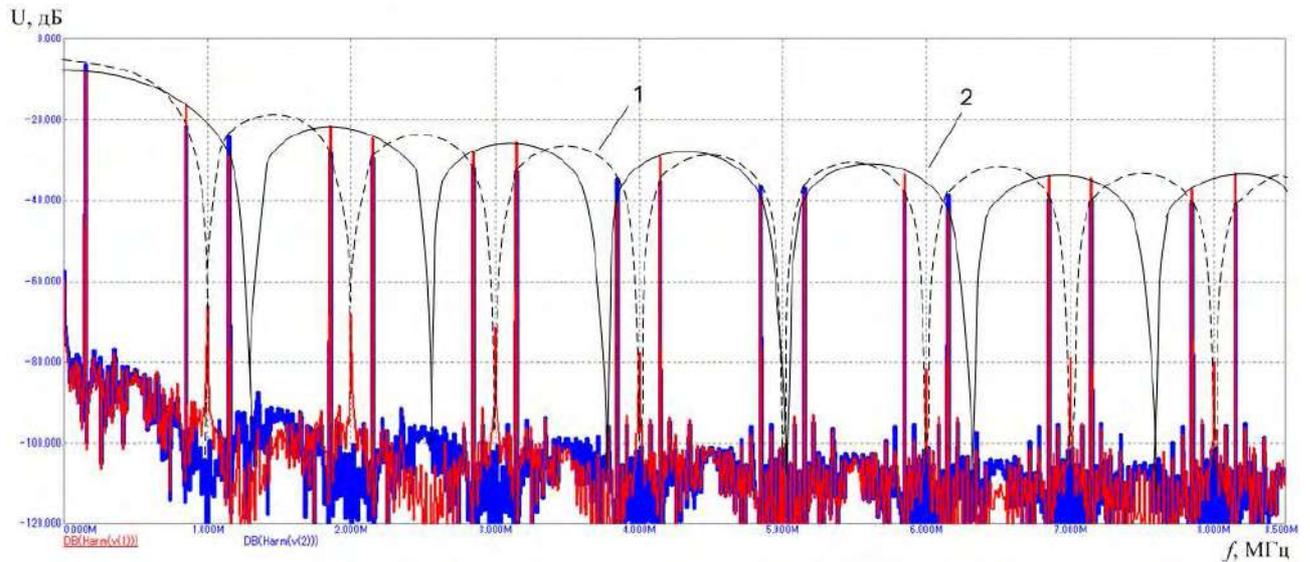


Рисунок 2.4.5 - Спектр выходного сигнала ЦВС до (1) и после передискретизации (2) при $q = 1,25$ и $K_{ЦВС} = 0,15$

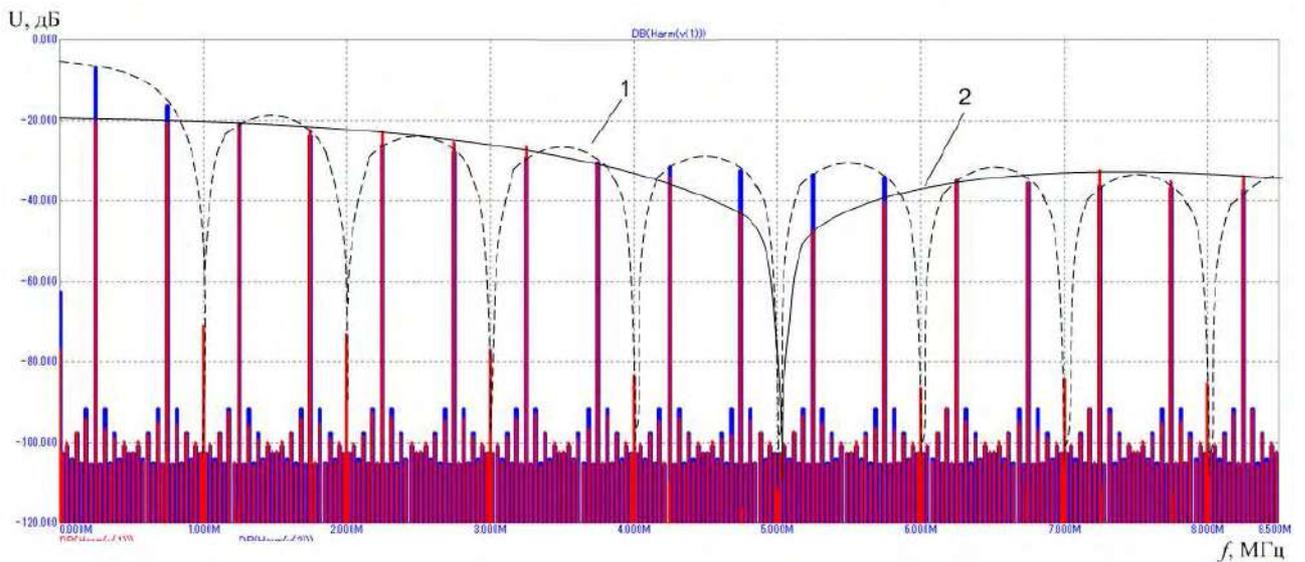


Рисунок 2.4.6 - Спектр выходного сигнала ЦВС до (1) и после передискретизации (2) при $q = 5$ и $K_{ЦВС} = 0,25$

Полученные спектры содержат гармоники основной частоты ЦВС ($f_{ЦВС} = 150$ кГц на рис. 2.4.4, 2.4.5 и $f_{ЦВС} = 250$ кГц на рис. 2.4.6, 2.4.7), их образы с частотами $f_{обр} = |nf_T + f_{ЦВС}|$, тактовую частоту f_T и ее гармоники, а также дискретные и шумовые побочные спектральные составляющие.

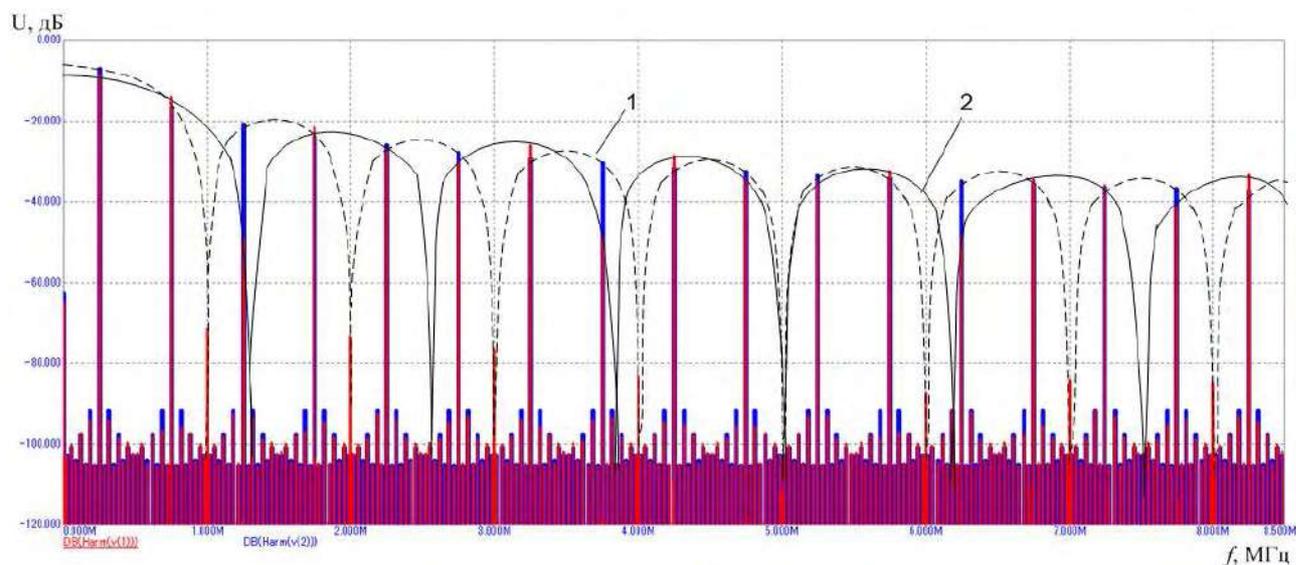


Рисунок 2.4.7 - Спектр выходного сигнала ЦВС до (1) и после передискретизации (2) при $q = 1,25$ и $K_{ЦВС} = 0,25$

Из представленных спектров видно, что изменение скважности тактового сигнала и передискретизация выходного сигнала ЦВС приводят к изменению амплитуд гармоник основной частоты и их образов. В результате, если исходная огибающая спектра выходного сигнала ЦВС представляет собой вид функции синус Котельникова, принимающей нулевые значения на частотах, кратных тактовой частоте ЦВС, то при передискретизации наблюдается смещение нулевых точек огибающей спектра так, что происходит перераспределение энергии гармоник. При этом увеличение или ослабление амплитуд требуемых спектральных составляющих осуществляется подбором скважности импульсов передискретизации. Можно отметить, что коэффициент передачи ЦВС также влияет на изменение амплитуд гармоник в процессе передискретизации. При низком $K_{ЦВС}$ увеличение уровней амплитуды гармоник больше, чем при большом значении $K_{ЦВС}$.

Сравним изменение уровней различных спектральных составляющих до и после их передискретизации. Представление результатов моделирования в графическом виде позволит подробно оценить изменения амплитуд данных составляющих и, соответственно, огибающей спектра выходного сигнала ЦВС.

На рис.2.4.8 представлена зависимость амплитуд гармоник основной частоты ЦВС от номеров образов до и после передискретизации при разных значениях основной частоты выходного сигнала ЦВС, $f_{\text{ЦВС}} = 150$ кГц, и $f_{\text{ЦВС}} = 250$ кГц. Тактовая частота устройства соответствует 1 МГц.

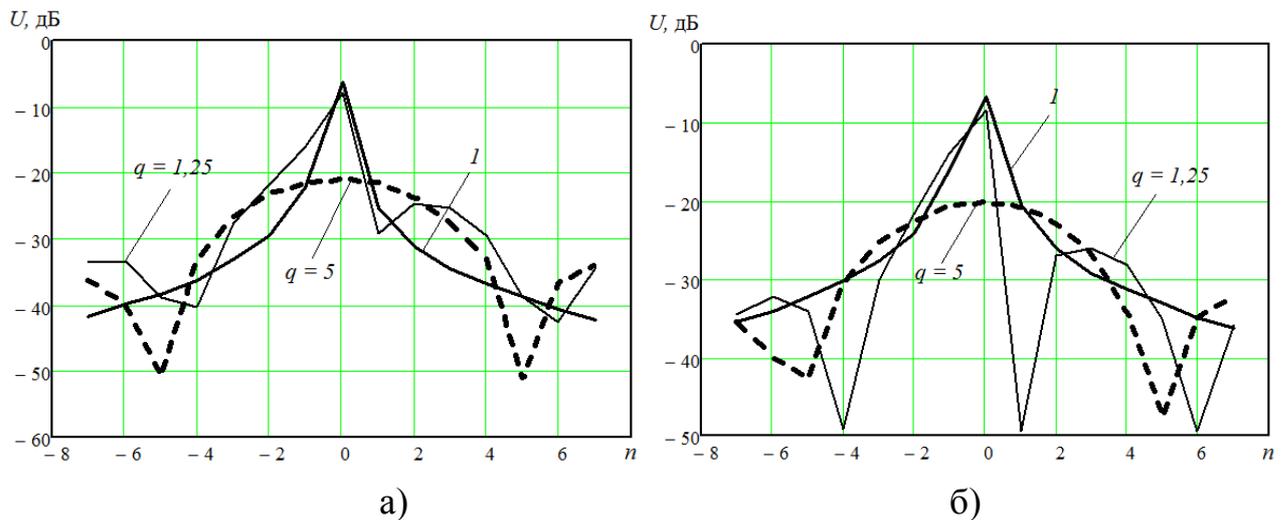


Рисунок 2.4.8 – Зависимость амплитуд гармоник основной частоты ЦВС от номеров образов до (1) и после передискретизации ($q = 5$, $q = 1,25$) при: а) 150 кГц, б) 250 кГц.

Из представленных зависимостей видно, что передискретизация выходного сигнала ЦВС уменьшает энергию гармоник основной частоты, перераспределяя ее на более высокочастотные компоненты спектра. Так, на частоте 150 кГц, передискретизация импульсами со скважностью 5 повышает амплитуду гармоник образов $n = \pm(2..4)$ от 2 до 8 дБ. При этом наблюдается уменьшение амплитуды основной гармоники на 15 дБ. Использование импульсов с малой скважностью $1 < q < 2$ приводит к тому, что амплитуды отрицательных образов увеличиваются, а положительных – уменьшаются. Например, по рис. 2.4.8б видно, что амплитуда первого положительного образа вследствие передискретизации уменьшилась с -21 до -49 дБ, при скважности $q = 1,25$.

Для того, чтобы амплитуда требуемого образа после передискретизации имела максимальное значение, требуется, чтобы данная гармоника попадала в максимум огибающей. Поэтому для практического использования явления передискретизации с целью увеличения амплитуды гармоник образов требуется

оперативно вычислять оптимальное для данных условий значение скважности импульсов передискретизации по исходным значениям тактовой и основной частоты, и номеру выбранного образа.

Первый минимум огибающей спектра передискретизированного сигнала можно найти, если на оси частот спектра образов, нормированной к n , отложить значение скважности. Например, при $q = 5$, первый минимум огибающей спектра передискретизированного сигнала будет находиться в окрестности $|n|=5$, амплитуды пятого отрицательного и положительного образов, также как и амплитуда гармоники основной частоты станут ниже на 10-15 дБ. Соответственно, в таком случае больше всего увеличатся амплитуды второго и третьего, отрицательных и положительных образов. Теоретически, максимальное увеличение амплитуд образов с помощью эффекта передискретизации идеальными импульсами составляет 10-12 дБ, что подтверждает возможность использования данного явления для увеличения амплитуд высокочастотных гармоник, и соответственно, отношения сигнал/шум устройства при использовании образов основной частоты ЦВС.

2.5 Алгоритм частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов

При проектировании устройств формирования сигналов одним из важнейших вопросов, требующих детальной проработки, является их частотное планирование, которое тесно связано с реализацией их функциональных звеньев и проблемой электромагнитной совместимости.

Частотное планирование заключается в определении комбинаций допустимых значений следующих параметров формирователя сигналов, построенного на основе обобщенной схемы: коэффициентов умножения его умножителей частоты УЧ1 и УЧ2 (n_1 и n_2), а также номера и знака образа основной частоты

ЦВС n . При этом исходными данными к планированию являются такие параметры формирователя, как частота ГОЧ $f_{ГОЧ}$, максимальная тактовая частота ЦВС и диапазон выходных частот формирователя.

При проведении частотного планирования формирователя сигналов с использованием ЦВС в режиме образов основной частоты для обеспечения их достаточного энергетического уровня требуется исключить из расчета те варианты частотного плана, для которых не выполняется следующее условие

$$0,15 \leq K_{ЦВС} \leq 0,35. \quad (2.5.1)$$

Кроме того, из энергетических соображений также наиболее часто используются только образы основной частоты ЦВС с номерами $n = -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$, поскольку уровень побочных компонентов выходного спектра ЦАП более высокого порядка оказывается недостаточным для дальнейшего преобразования и требует применения последующего усиления.

С учетом данных условий, а также ограничения, заключающегося в том, что коэффициент умножения n_2 должен быть кратным значениям 2, 3, и 5, частотное планирование формирователей сигналов на основе ЦВС с использованием образов основной частоты является весьма сложной задачей.

На рис. 2.5.1, 2.5.2 представлен алгоритм, предлагаемый для использования при частотном планировании формирователей сигналов на основе ЦВС с использованием образов его основной частоты [120-122].

Основными соотношениями для построения частотного плана являются выражения (2.3.1) – (2.3.7).

Алгоритм включает в себя следующие этапы:

1. Задаются исходные данные, необходимые для частотного планирования: частота ГОЧ $f_{ГОЧ}$, максимальная тактовая частота ЦВС и диапазон выходных частот формирователя.

2. На основании исходных данных определяется среднее значение коэффициента передачи ЦВС $K_{ЦВС}$.

3. Устанавливается максимальное количество образов n_{max} , для которых ведется расчет частотного плана.

4. Задается диапазон номеров образов

$$n = -n_{max} \dots n_{max} . \quad (2.5.2)$$

5. Определяется диапазон значений коэффициента умножения тактового множителя частоты ЦВС (УЧ1) в зависимости от типа ЦВС

$$n_1 = 1 \dots n_{1max} , \quad (2.5.3)$$

исходя из того, что

$$n_{1max} = trunc(f_{Tmax} / f_{ГОЧ}) , \quad (2.5.4)$$

и определяется частота тактирования ЦВС

$$f_T = n_1 \cdot f_{ГОЧ} , \quad (2.5.5)$$

6. Осуществляется предварительный расчет коэффициента умножения выходного множителя частоты формирователя сигналов (УЧ2):

$$n_2 = round\left(\frac{f_\Phi}{f_T \cdot K_{ЦВС}}\right), \text{ (при } n = 0\text{);} \quad (2.5.6)$$

$$n_2 = round\left(\frac{f_\Phi}{f_T \cdot |n + K_{ЦВС}|}\right), \text{ (при } n \neq 0\text{);} \quad (2.5.7)$$

7. Определяется частота n -го образа основной частоты ЦВС

$$f_{обр} = f_\Phi / n_2 . \quad (2.5.8)$$

8. Производится расчет, уточняющий коэффициент передачи ЦВС $K_{ЦВС}$:

$$K_{ЦВС} = \left(\frac{f_\Phi}{f_T \cdot n_2}\right), \text{ (при } n = 0\text{);} \quad (2.5.9)$$

$$K_{ЦВС} = \left(\frac{sign(n)f_\Phi}{f_T \cdot n_2} - n\right), \text{ (при } n \neq 0\text{);} \quad (2.5.10)$$

при условии, что

$$[sign(n)f_\Phi / f_T \cdot n_2 - n] \leq K_{ЦВСmax} \wedge [sign(n)f_\Phi / f_T \cdot n_2 - n] \geq K_{ЦВСmin} . \quad (2.5.11)$$

Данный этап позволяет выделить варианты частотного плана, которые можно реализовать в соответствии с условием (2.5.1). Для остальных вариан-

тов, не удовлетворяющих данному условию фильтрации, значения $K_{ЦВС}$ приравниваются к нулю.



Рисунок 2.5.1 – Блок схема алгоритма частотного планирования формирователей сигналов на основе ЦВС с использованием образов его основной частоты

9. В дальнейших расчетах используются значения n_2 , для которых $K_{ЦВС} \neq 0$. В случае, если $K_{ЦВС} = 0$, то коэффициент умножения выходного ум-

ножителя формирователя сигналов УЧ2 становится равным нулю ($n_2 = 0$). Это означает, что данный вариант частотного плана реализовать невозможно.

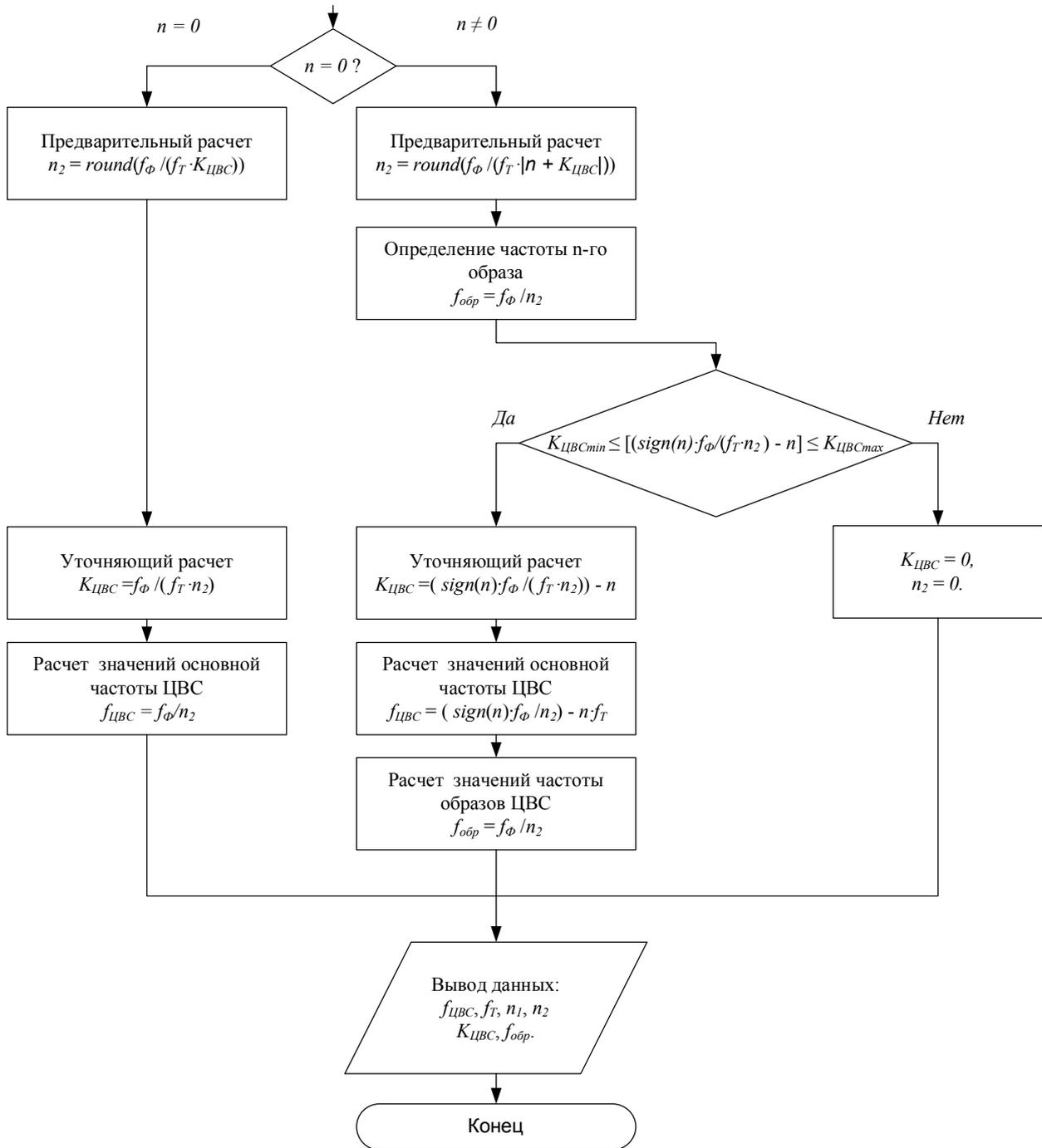


Рисунок 2.5.2 – продолжение блок-схемы алгоритма частотного планирования формирователей сигналов на основе ЦВС с использованием образов его основной частоты

Таблица 2.5.1 - Результаты частотного планирования формирователя сигналов

 $(f_{\phi} = 2115 \text{ МГц})$

n_{2_4}	n_{1_4}	n	$f_{ЦВС4},$ МГц	$f_{T4},$ МГц	$K_{ЦВС4}$	$f_{обр4},$ МГц	n_{2_4}	n_{1_4}	N	$f_{ЦВС4},$ МГц	$f_{T4},$ МГц	$K_{ЦВС4}$	$f_{обр4},$ МГц
8	14	-1	71,62	336	0,213	264,4	2	26	-2	190,5	624	0,305	1058
25	14	0	84,6	336	0,252	82,94	5	26	-1	201	624	0,322	423
5	14	1	87	336	0,259	423	14	26	0	151,1	624	0,242	1511
8	15	-1	95,63	360	0,266	264,4	4	27	-1	119,2	648	0,184	528,7
24	15	0	88,13	360	0,245	88,13	13	27	0	162,7	648	0,251	162,7
5	15	1	63	360	0,175	423	1	27	3	171	648	0,264	2115
2	16	-3	94,5	384	0,246	1058	4	28	-1	143,3	672	0,213	528,7
3	16	-2	63	384	0,164	705	13	28	0	162,7	672	0,242	162,7
7	16	-1	81,86	384	0,213	302,1	4	29	-1	167,3	696	0,24	528,7
22	16	0	96,14	384	0,25	96,14	12	29	0	176,3	696	0,253	176,3
3	17	-2	111	408	0,272	705	4	30	-1	191,3	720	0,266	528,7
7	17	-1	105,9	408	0,259	302,1	12	30	0	176,3	720	0,245	176,3
21	17	0	100,7	408	0,247	100,7	1	31	-3	117	744	0,157	2115
4	17	1	120,8	408	0,296	528	4	31	-1	215,2	744	0,289	528,7
1	17	5	75	408	0,184	2115	11	31	0	192,3	744	0,258	192,3
7	18	-1	129,9	432	0,301	302,1	1	32	-3	189	768	0,246	2115
20	18	0	105,8	432	0,245	108,5	4	32	-1	239,3	768	0,312	528,7
4	18	1	96,75	432	0,224	528,7	11	32	0	192,3	768	0,25	192,3
6	19	-1	103,5	456	0,227	352,5	1	33	-3	261	792	0,33	2115
19	19	0	111,3	456	0,244	111,3	4	33	-1	263,2	792	0,332	528,7
4	19	1	72,75	456	0,16	528,7	11	33	0	192,3	792	0,243	192,3
2	19	2	145,5	456	0,319	105,8	2	33	1	265,5	792	0,335	105,8
6	20	-1	127,5	480	0,266	352,5	10	34	0	211,5	816	0,259	2115
18	20	0	117,5	480	0,245	117,5	2	34	1	241,5	816	0,296	1058
2	20	1	97,5	480	0,203	1058	3	35	-1	135	840	0,161	705
6	21	-1	151,5	504	0,301	352,5	10	35	0	211,5	840	0,252	2115
11	21	0	124,4	504	0,247	124,4	2	35	1	217,5	840	0,259	1058
1	21	4	99	504	0,196	2115	2	36	-1	159	864	0,184	705
5	22	-1	105	528	0,199	423	7	36	0	211,5	864	0,245	2115
16	22	0	132,2	528	0,25	132,2	2	36	1	193,5	864	0,224	1058
3	22	1	177	528	0,335	705	3	37	-1	183	888	0,206	705
1	23	-4	93	552	0,168	2115	10	37	0	211,5	888	0,238	211,5
5	23	-1	129	552	0,234	423	2	37	1	169,5	888	0,191	1058
15	23	0	141	552	0,255	141	3	38	-1	207	912	0,227	705
3	23	1	153	552	0,277	705	9	38	0	235	912	0,258	235
1	24	-4	189	576	0,328	2115	2	38	1	145,5	912	0,16	1058
2	24	-2	945	576	0,164	1058	1	38	2	291	912	0,319	2115
5	24	-1	153	576	0,266	423	3	39	-1	231	936	0,247	705
15	24	0	141	576	0,245	141	9	39	0	235	936	0,251	235
3	24	2	129	576	0,224	705	1	39	2	243	936	0,26	2115
3	25	-1	130	600	0,217	470	3	40	-1	255	960	0,266	705
9	25	0	143,1	600	0,239	143,1	9	40	0	235	960	0,245	235
2	25	1	105	600	0,175	705	1	40	2	195	960	0,203	2115
							3	41	-1	279	984	0,284	705
							9	41	0	235	984	0,239	235

10. Рассчитываются значения основной частоты ЦВС

$$f_{ЦВС} = f_{\phi} / n_2, (\text{при } n = 0); \quad (2.5.12)$$

$$f_{\text{ЦВС}} = (\text{sign}(n)f_{\phi} / n_2 - n \cdot f_T), (\text{при } n \neq 0 \text{ и } n_2 \neq 0). \quad (2.5.13)$$

11. Производится уточняющий расчет выходной частоты ЦВС на n -м образе для $n_2 \neq 0$

$$f_{\text{обр}} = f_{\phi} / n_2. \quad (2.5.14)$$

Пример расчета частотного плана для ЦВС AD9910 в составе формирователя сигналов с выходной частотой $f_{\phi} = 2115$ МГц показан в таблице 2.5.1.

Полученные в результате варианты частотного плана определяют значения частот входных и выходных сигналов составляющих блоков обобщенной структурной схемы формирователя, а также коэффициенты умножения частоты. Поскольку вариантов планирования очень много, требуется автоматизация вычислений и выбора оптимальных комбинаций параметров.

2.6 Автоматизация частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов

Применение методов математического моделирования для расчета частотного плана устройств формирования сигналов с использованием ЦВС в режиме образов основной частоты, построенных на основе обобщенной схемы (рис. 2.3.1), позволяет автоматизировать этап структурного проектирования формирователей и оптимизировать их параметры.

Разработанный в п. 2.5 алгоритм частотного планирования формирователей сигналов с использованием ЦВС в режиме образов основной частоты программно реализован в среде MathLAB в составе специализированного программного комплекса [123, 124].

Программа содержит модули расчета реализуемых на практике действительных и целочисленных комбинаций коэффициентов умножения умножителей частоты УЧ1 и УЧ2 (n_1, n_2), графический интерфейс, обеспечивающий диалог с пользователем, компонент организации вывода данных в файл или на пе-

чать, а также диалоговую программу для организации связей между модулями. Исходными данными для расчета являются: частота ГОЧ, требуемая выходная частота формирователя сигналов или диапазон синтезируемых частот, предельные значения коэффициента передачи ЦВС, а также частотные параметры используемого типа ЦВС.

Внешний вид окна программы частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС и результаты ее работы приведены на рис. 2.6.1.

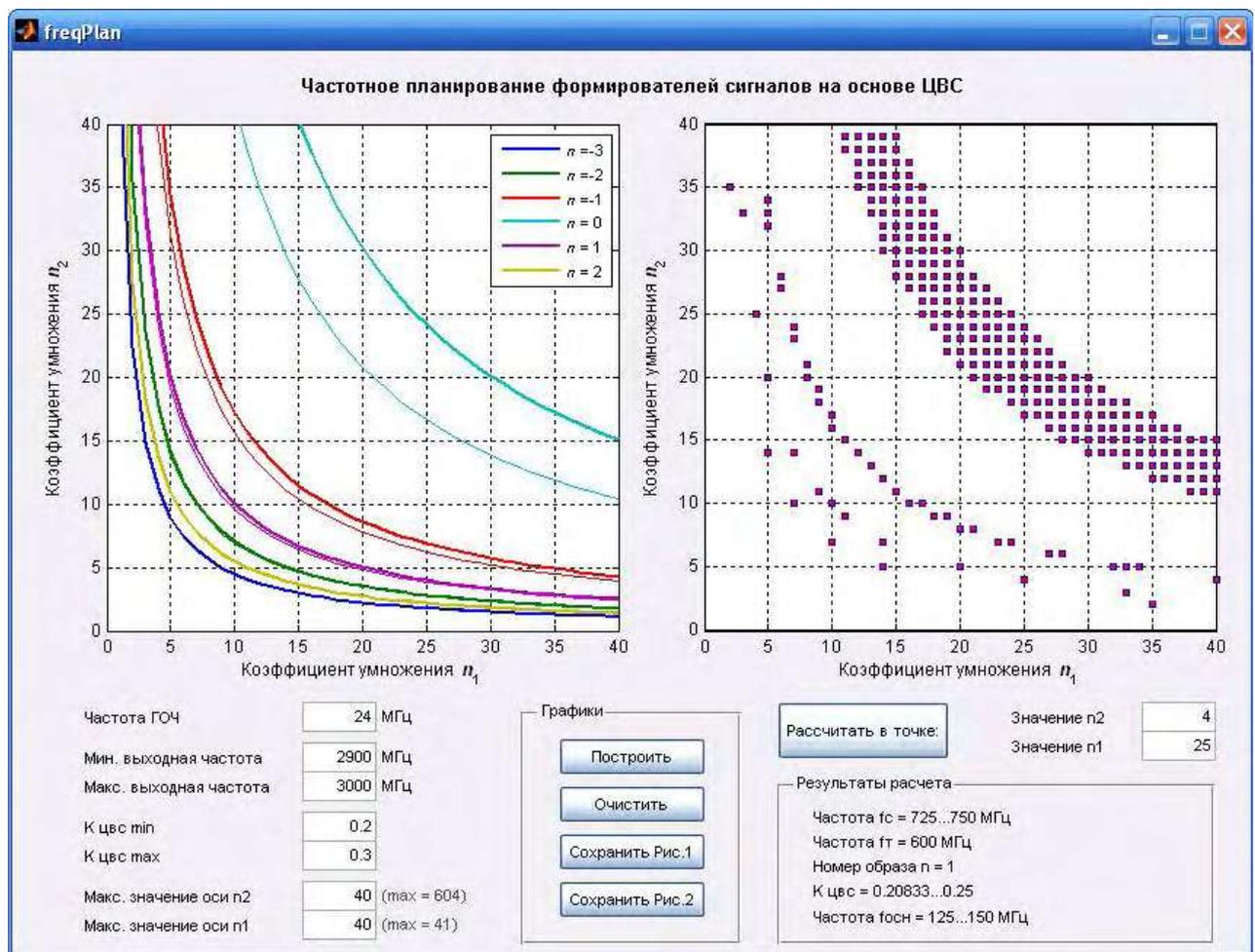
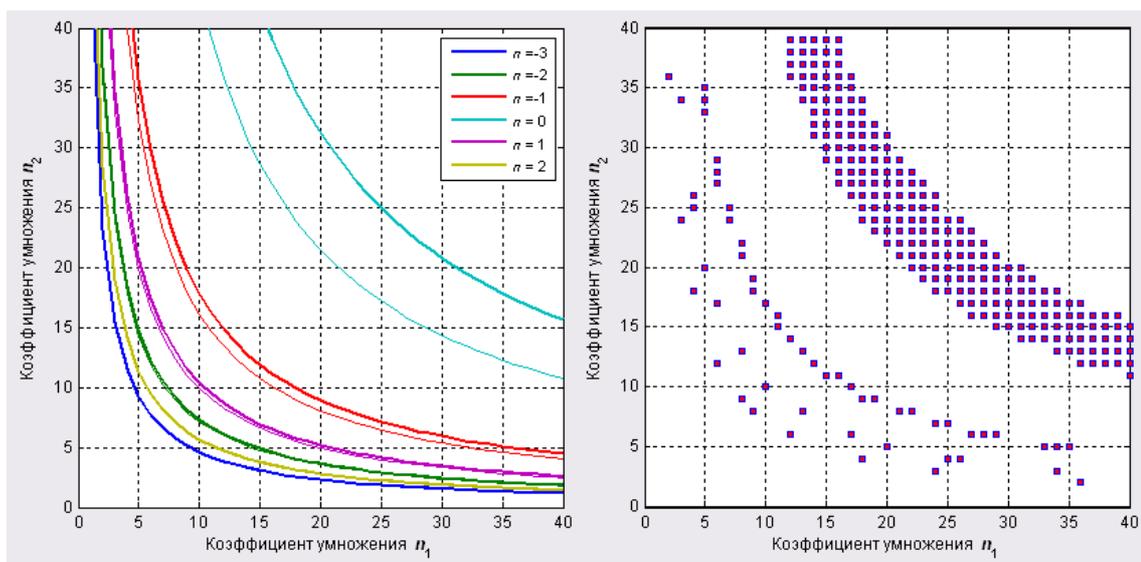


Рисунок 2.6.1 - Внешний вид окна программы частотного планирования формирователей сигналов с использованием ЦВС в режиме образов основной частоты и результаты ее работы

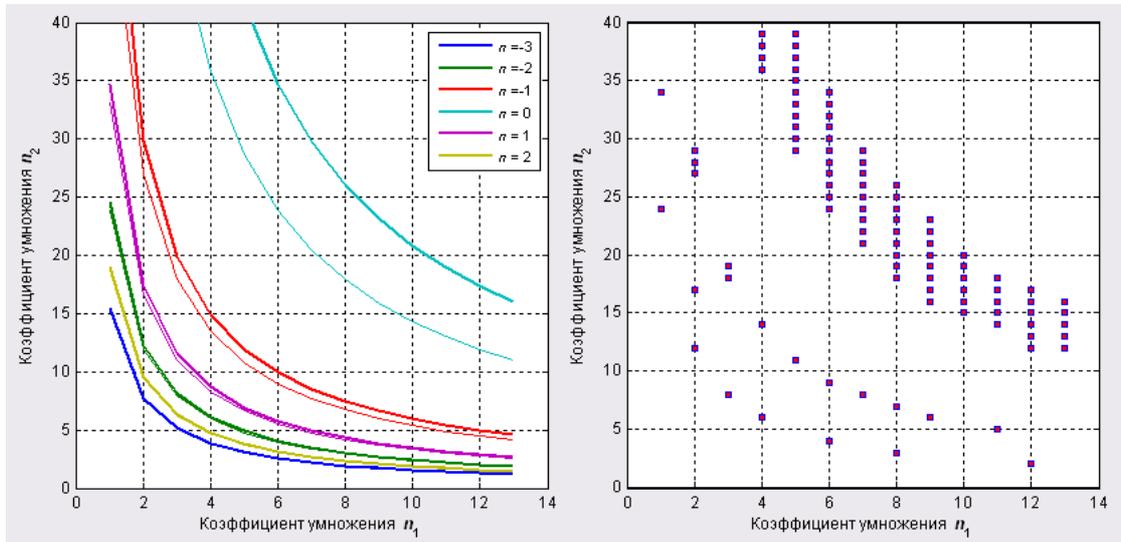
Кроме графической интерпретации возможных вариантов частотного плана в целом, программа позволяет выполнить детальный расчет значений частот на выходах всех структурных звеньев формирователя для выбранной комбинации коэффициентов умножений n_1 и n_2 .

Программный комплекс использовался при частотном планировании формирователей сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС, построенных в соответствии с обобщенной схемой (рис. 2.3.1). В качестве примера рассмотрим формирователь сигналов в диапазоне частот от 3000 до 3100 МГц, имеющий интегральный ЦВС с умножителем тактовой частоты на ФАПЧ до 1000 МГц и транзисторным умножителем до частоты 350 МГц. На рис. 2.6.2 и 2.6.3 приведены результаты работы программы частотного планирования для двух значений частоты ГОЧ (24 и 72 МГц) при $K_{ЦВС} = 0,2 \dots 0,3$ и порядке образов основной частоты $|n| \leq 3$.

Приведенные зависимости позволяют выбрать допустимые вещественные и целочисленные комбинации коэффициентов умножения УЧ1 и УЧ2 [$n_2; n_1$] для реализации формирователя с заданными значениями частоты ГОЧ и диапазона выходных частот для основной частоты ($n = 0$) и ее образов.

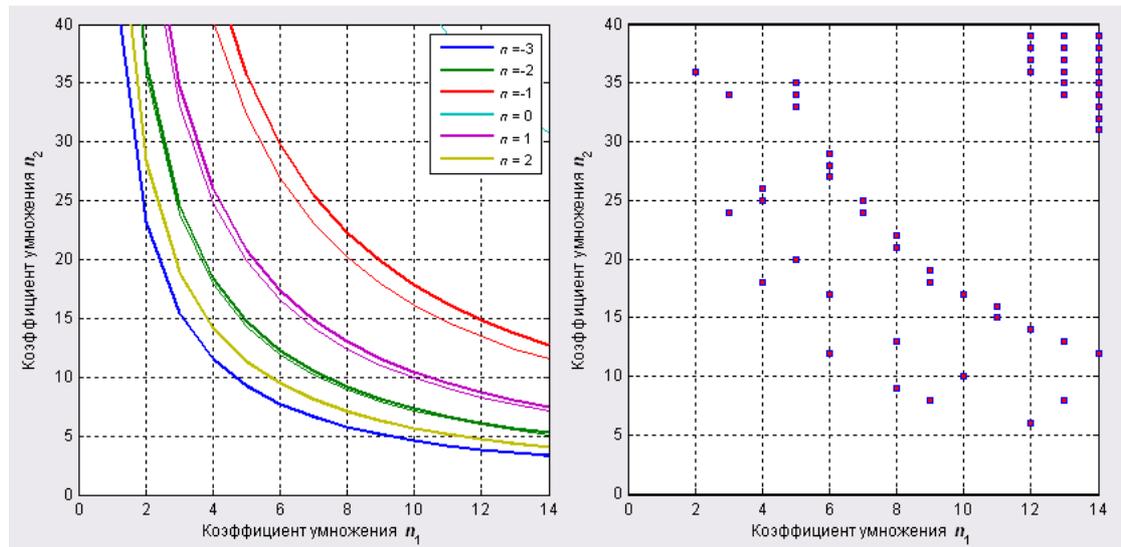


a)

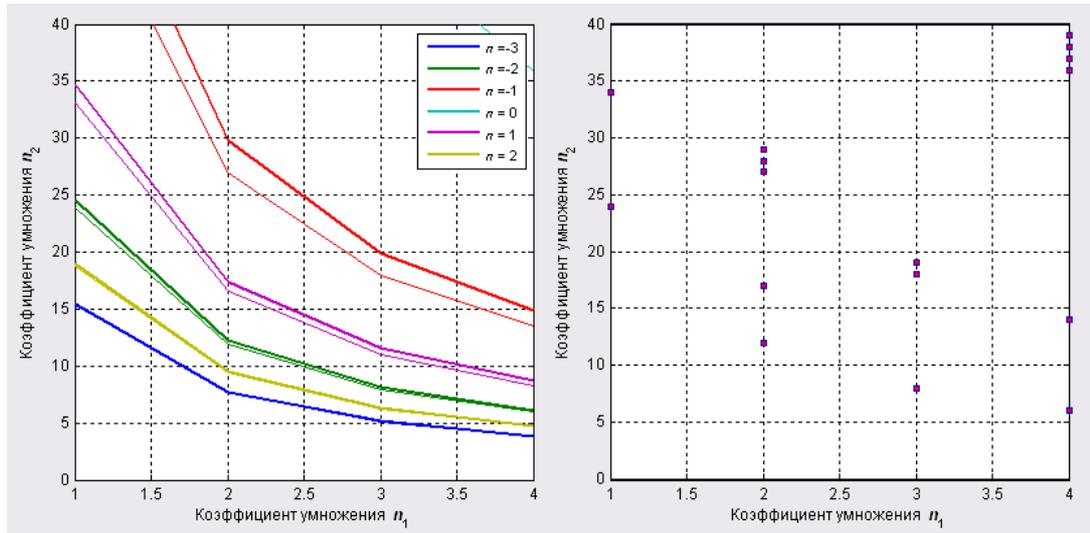


б)

Рисунок 2.6.2 - Диапазоны допустимых (слева) и целочисленных (справа) комбинаций коэффициентов $[n_2; n_1]$ для основной частоты ЦВС и ее образов при частотном планировании формирователя на основе ЦВС с $f_{T_{max1}} = 1000$ МГц при $f_0 = 24$ МГц (а) и 72 МГц (б)



а)



б)

Рисунок 2.6.3 - Диапазоны допустимых (слева) и целочисленных (справа) комбинаций коэффициентов $[n_2; n_1]$ для основной частоты ЦВС и ее образов при частотном планировании формирователя на основе ЦВС с $f_{T_{\max 1}} = 350$ МГц при $f_0 = 24$ МГц (а) и 72 МГц (б)

Из полученных графических зависимостей следует, что с ростом максимальной тактовой частоты ЦВС увеличивается число практически реализуемых вариантов частотного плана формирователя. Это вызвано возрастанием частоты Найквиста и, как следствие, расширением диапазонов допустимых значений основной частоты ЦВС и ее образов, зависящих от $K_{ЦВС}$.

Также количество реализуемых вариантов можно увеличить за счет снижения частоты опорного генератора при одновременном увеличении значений коэффициента n_1 . Такой результат объясняется тем, что при уменьшении частоты ГОЧ в k раз и неизменной f_T во столько же раз возрастает величина максимально возможного коэффициента $n_{1\text{дон}} = f_T / f_0$ и диапазона допустимых значений.

Зависимости, приведенные на рис. 2.6.1 и 2.6.2, свидетельствуют также о том, что применение умножителя тактовой частоты и использование образов основной частоты ЦВС позволяет существенно уменьшить значения коэффициента n_2 и упростить реализацию УЧ2. Так, при формировании сигнала на основной частоте в соответствии с рис. 2.6.2 увеличение коэффициента n_1 с 15 до

36 позволяет снизить коэффициент умножения УЧ2 до 12 вместо 29, а использование образа $n = -2$ при тех же данных дает возможность уменьшить значение $\text{до}n_2 = 2$. Минимальное значение n_2 для формирователя с $f_0 = 24$ МГц и $f_{T\text{max}2} = 350$ МГц (рис. 2.6.1) достижимо также при использовании образа $n = -2$ и составляет $n_2 = 6$.

Добиться минимально возможных значений как n_2 , так и n_1 можно за счет увеличения частоты ГОЧ и использования образов основной частоты ЦВС. Для формирователя со значениями $f_0 = 72$ МГц и $f_{T\text{max}1} = 1000$ МГц (рис. 2.6.2) допустимыми минимальными значениями коэффициентов умножения являются $[n_2; n_1] = \{[8; 3], [6; 4], [4; 6], [3; 8]\}$, а для формирователя со значениями $f_0 = 72$ МГц и $f_{T\text{max}2} = 350$ МГц (рис. 2.6.3) возможны две комбинации $[n_2; n_1] = \{[8; 3], [6; 4]\}$.

При расширении полосы частот выходного сигнала формирователя Δf_ϕ диапазоны допустимых комбинаций коэффициентов $[n_2; n_1]$ сужаются и, как следствие, число возможных точек частотного плана уменьшается. Например, число точек на рис. 2.6.1, равно 16 при $\Delta f_\phi = 0,1$ ГГц и уменьшается до 6 при расширении полосы частот до значения $\Delta f_\phi = 0,2$ ГГц.

Разработанный программный комплекс позволяет визуализировать и упростить частотное планирование формирователей сигналов, использующих прямой цифровой метод синтеза, а также выбрать оптимальные значения параметров таких формирователей с точки зрения получения минимального уровня СПМ фазового шума на выходе.

В качестве примера на рис. 2.6.4 приведены полученные с помощью программного комплекса области допустимых комбинаций коэффициентов умножения $[n_2; n_1]$ формирователя при значениях $f_0 = 10$ МГц, $f_\phi = 3000$ МГц для $|n| \leq 3$, $K_{\text{ЦВСmin}} = 0,15$, $K_{\text{ЦВСmax}} = 0,35$.

Как следует из рис. 2.6.4, диапазоны (заштрихованные области) являются симметричными относительно прямой $n_2(n_1) = n_1$. Приведенные зависимости позволяют выбрать допустимые комбинации коэффициентов умножения УЧ1 и

УЧ2 $[n_2; n_1]$ при реализации формирователя с заданными значениями частоты ГОЧ f_0 и выходной частоты f_Φ .

Число возможных комбинаций коэффициентов $[n_2; n_1]$ уменьшается при увеличении номера образа, а также при уменьшении диапазона значений $[K_{ЦВС\min}; K_{ЦВС\max}]$, как показано на рис. 2.6.5.

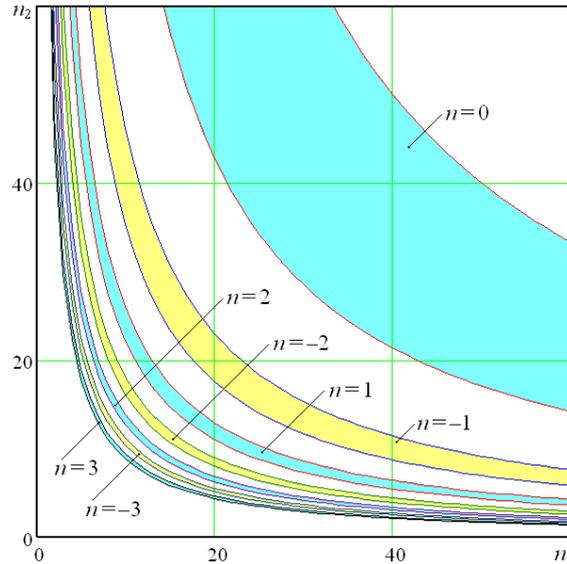


Рисунок 2.6.4 - Диапазоны допустимых комбинаций коэффициентов $[n_2; n_1]$ для основной частоты ЦВС и ее образов

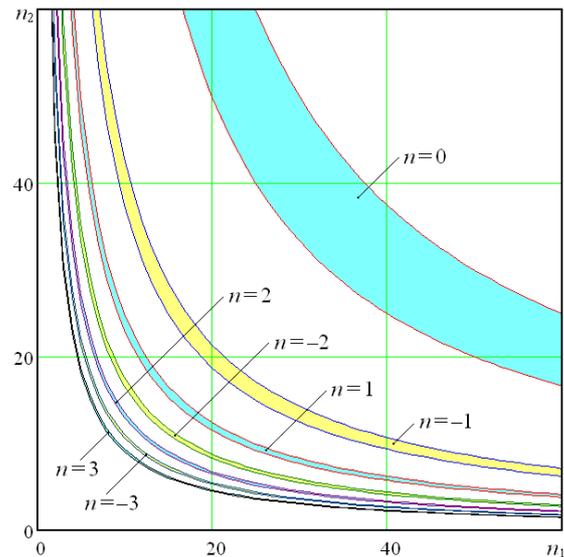


Рисунок 2.6.5 - Диапазоны допустимых комбинаций коэффициентов $[n_2; n_1]$ для основной частоты ЦВС и ее образов при $K_{ЦВС\min} = 0,2$, $K_{ЦВС\max} = 0,3$

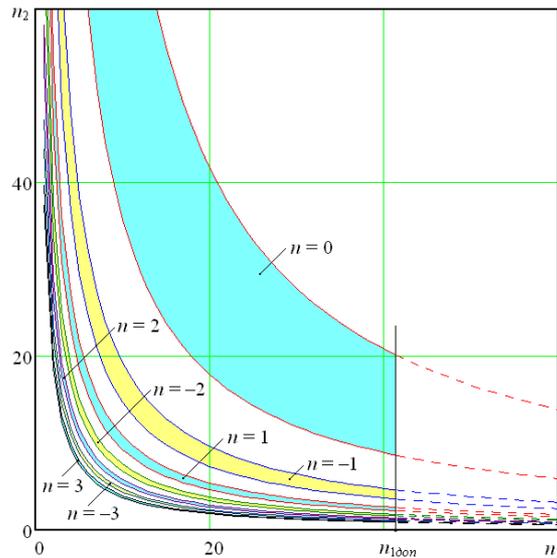


Рисунок 2.6.6 - Диапазоны допустимых комбинаций коэффициентов $[n_2; n_1]$ для основной частоты ЦВС и ее образов при $f_0 = 24$ МГц, $f_\phi = 3000$ МГц, $K_{ЦВС\min} = 0,15$, $K_{ЦВС\max} = 0,35$

При увеличении частоты опорного генератора f_0 области $[n_2; n_1]$ смещаются к осям абсцисс и ординат (рис. 2.6.6), при этом число возможных комбинаций коэффициентов $[n_2; n_1]$ также снижается. Кроме того, на рис. 2.6.5 показано, что максимально допустимая величина коэффициента n_1 ограничена значением $n_{1\text{дон}}$, определяемым максимальной тактовой частотой используемого ЦВС.

Приведенные зависимости справедливы для множества положительных действительных значений коэффициентов умножения n_1 и n_2 . При реализации формирователей на практике, как правило, эти коэффициенты выбираются из множества натуральных чисел.

Разработанный алгоритм был применен при частотном планировании формирователя сигналов с ЦВС AD9910 при $f_0 = 24$ МГц; $f_\phi = 3000$ МГц; $K_{ЦВС\min} = 0,2$; $K_{ЦВС\max} = 0,3$; $n_2 < 5$. Результаты расчета сведены в табл. 2.6.1, из которой следует, что при использовании ЦВС AD9910 с максимальной тактовой частотой $f_{T\max} = 1000$ МГц и встроенным умножителем тактовой частоты возможны 17 вариантов построения формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС.

Таблица 2.6.1 - Варианты реализации частотного плана формирователя

n	3	2	-3	-2	3	-3	-2	1	1	2	1	1	-2	-2	3	3	-1
n_1	13	14	15	18	19	23	24	25	26	28	33	34	35	36	38	39	40
f_r	312	336	360	432	456	552	576	600	624	672	792	816	840	864	912	936	960
$K_{ЦВС}$	0,21	0,23	0,22	0,26	0,29	0,28	0,26	0,25	0,2	0,23	0,26	0,23	0,21	0,26	0,29	0,21	0,22
n_2	3	4	3	4	2	2	3	4	4	2	3	3	2	2	1	1	4

Однако использование такого представления результатов частотного планирования формирователей сигналов в режиме образов основной частоты ЦВС является недостаточно удобным в плане выбора оптимальных комбинацией его коэффициентов ввиду их возможного множества. В связи с этим в работе [125] была представлена реализация предложенного алгоритма частотного планирования на языке программирования C++, учитывающая условие фильтрации образов (2.5.1). На рис. 2.6.7 показано окно соответствующей программы.

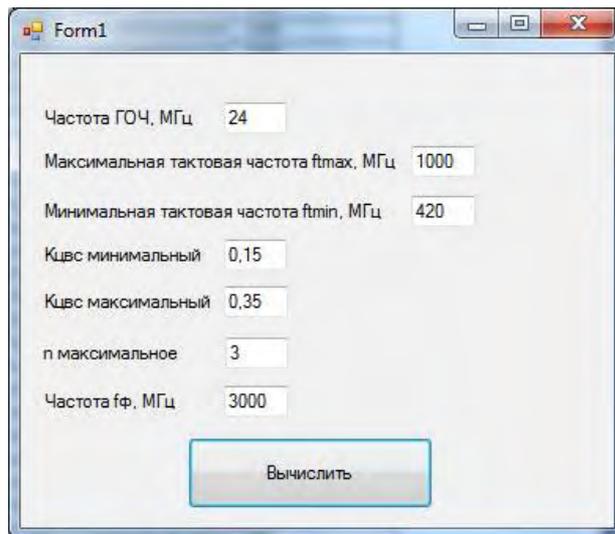


Рисунок 2.6.7 - Интерфейс главного окна программы частотного планирования формирователей сигналов с фильтрацией образов основной частоты ЦВС

В программе в зависимости от типа ЦВС задаются исходные данные частотного планирования. Показанные на рисунке значения соответствуют применению ЦВС AD9910 при использовании генератора опорной частоты ГОЧ с частотой 24 МГц, и встроенного умножителя тактовой частоты. Кроме того, устанавливаются значения минимального и максимального $K_{ЦВС}$, определяющего

соотношение основной и тактовой частоты ЦВС. Выбирается максимальное число образов основной частоты и выходная частота формирователя.

Результат расчета частотного плана экспортируется в новый файл приложения MSWord. Пример расчета частотного плана формирователя сигналов при заданных параметрах устройства, выдаваемый программой, представлен в табл. 2.6.2.

В таблице в виде строк представлены рассчитанные варианты комбинаций параметров частотного планирования. Первый и второй столбцы таблицы содержат значения коэффициентов умножения выходных и тактовых умножителей частоты. Следующие столбцы содержат рассчитанные значения номера используемого образа, основной частоты, коэффициента передачи $K_{\text{ЦВС}}$, частоты образа. Комбинации коэффициентов отсортированы по возрастанию коэффициента n_2 . Это необходимо для быстрого поиска оптимальных вариантов частотного плана, размещаемых в начале таблицы.

Таблица 2.6.2. Результаты расчета частотного плана формирователя сигналов

n_2	n_1	n	$f_{\text{ЦВС}}$	f_{T}	$K_{\text{ЦВС}}$	$f_{\text{обрЦВС}}$
2	19	3	132	456	0,289473	1500
2	22	-3	84	528	0,159090	1500
2	23	-3	156	552	0,282609	1500
3	19	2	88	456	0,192982	1000
3	13	3	64	312	0,205128	1000
3	15	-3	80	360	0,222222	1000
3	18	2	136	432	0,314814	1000
3	23	-2	104	552	0,188405	1000
3	24	-2	152	576	0,263888	1000
4	18	-2	114	432	0,263888	750
4	14	2	78	336	0,232142	750
4	11	-3	42	264	0,159090	750
4	17	-2	66	408	0,161764	750
4	24	1	174	576	0,302083	750

.....

125	4	0	24	96	0,25	0
250	2	0	12	48	0,25	0
500	1	0	6	24	0,25	0

Разработанная программа позволяет упростить частотное планирование исследуемых формирователей сигналов и ускорить разработку и проектирование вновь разрабатываемых формирователей сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС.

2.7 Выводы

1. Получены математические модели выходного сигнала цифро-аналогового преобразователя цифрового вычислительного синтезатора в режиме образы основной частоты, учитывающие эффект дискретизации и ошибки, вызванные усечением кода фазы и квантованием амплитуды. Установлено, что огибающие спектров сигналов ошибок полученных моделей изменяются от частоты по закону, соответствующему функции синус Котельникова, что позволяет сделать вывод о том, что при использовании образов основной частоты ЦВС относительный уровень паразитных спектральных составляющих и фазовых шумов устройства будет таким же, как и на основной частоте синтезатора.

2. Представлена обобщенная структурная схема формирователя сигналов с использованием образов основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, для которой получены основные математические соотношения частот и коэффициентов умножения умножителей частоты устройства.

3. Для увеличения амплитуд образов основной частоты выходного сигнала цифро-аналогового преобразователя предложено использовать перераспределение энергии частотных составляющих в спектре выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора с помощью передискретизации, реализуемой введением в схему устройства преобразователя скважности и аналогового ключа. Для оценки эффективности предлагаемого решения проведено схемотехническое моделирование исследуемого устройства, показавшее возможность увеличения амплитуд образов с помощью эффекта передискретизации на 8-12 дБ.

4. Разработан алгоритм частотного планирования формирователя сигналов, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, заключающийся в определении комбинаций допустимых значений коэффициентов умножения умножителей частоты, а также номера образа основной частоты.

5. На основе предложенного алгоритма в среде MathLAB разработан специализированный программный комплекс частотного планирования формиро-

вателей сигналов, использующих образы основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов. Программа содержит модули расчета реализуемых на практике действительных и целочисленных комбинаций коэффициентов умножения умножителей частоты.

6. Для выбора оптимальных комбинаций коэффициентов звеньев формирователя сигналов, использующих образы основной частоты, на языке C++ разработана программа частотного планирования, учитывающая условие фильтрации образов и сортирующая комбинации коэффициентов устройства по возрастанию, что позволяет упростить частотное планирование исследуемых формирователей сигналов и ускорить разработку и проектирование вновь разрабатываемых устройств с использованием образов основной частоты цифрового вычислительного синтезатора.

ГЛАВА 3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ОБРАЗЫ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ

3.1 Математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов для основной частоты выходного сигнала

В п. 1.2 было показано, что для теоретического анализа шумовых характеристик различных радиоустройств широко используют аппроксимацию их СПМ фазовых шумов степенными функциями.

В [126] предложена обобщенная модель СПМ собственных фазовых шумов ЦВС для основной синтезируемой частоты, позволяющая с высокой степенью точности проводить моделирование их шумовых характеристик

$$S_{\text{собств.ЦВС}}(F) = (K_{\text{ЦВС}})^2 \left(a_1 \frac{10^{k_2}}{F^2} + a_2 \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + a_3 S_{\text{кв}}, \quad (3.1.1)$$

где $K_{\text{ЦВС}} = f_{\text{out}}/f_T$ – коэффициент передачи ЦВС; f_{out} – основная выходная частота ЦВС; коэффициенты k_1, k_2, k_3, k_4 , определяющие уровень СПМ $1/F$ шума, $1/F^2$ шума, естественной шумовой составляющей входных цепей ЦАП и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки; $S_{\text{кв}} = 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T^2} \right)$ – СПМ фазового шума квантования ЦАП; F – частота отстройки от несущего колебания; N – число разрядов ЦАП ЦВС. Чтобы устранить влияние размерности частоты, вводятся коэффициенты размерности a_1, a_2, a_3 , равные соответственно $1 \text{ Гц}^2, 1 \text{ Гц}, 1 \text{ Гц}$.

Теоретическому и экспериментальному исследованию свойств данной модели посвящен ряд работ [127-129].

Вычисление коэффициентов аппроксимации для данной модели возможно для любого из множества существующих на данный момент ЦВС. Для этого могут использоваться справочные, либо экспериментальные данные о СПМ фазовых

шумов конкретного синтезатора, полученные для нескольких выходных частот при неизменном значении тактовой частоты.

Известны две методики расчета коэффициентов аппроксимации.

Первая состоит в том, что коэффициенты k_i модели СПМ фазового шума рассчитываются по следующим формулам:

$$k_1 = \lg \left(\frac{10^{-S_{\text{об}}(F, f_{\text{ЦВС min}})/10} F}{\left(\frac{f_{\text{ЦВС min}}}{f_T} \right)^2 \cdot a_2} \right)_{\text{при } F=1000 \text{ Гц}} \quad (3.1.2)$$

$$k_2 = \lg \left(\frac{10^{-S_{\text{об}}(F, f_{\text{ЦВС min}})/10} F^2}{\left(\frac{f_{\text{ЦВС min}}}{f_T} \right)^2 \cdot a_1} - \frac{10^{k_1} F}{a_2} \right)_{\text{при } F=10 \text{ Гц}} \quad (3.1.3)$$

$$k_3 = \lg \left(10^{-S_{\text{об}}(F, f_{\text{ЦВС min}})/10} - 2^{-2N-0,59} \frac{f_{\text{ЦВС min}}}{f_T^2} \cdot a_3 \right)_{\text{при } F=10^6 \text{ Гц}} \quad (3.1.4)$$

$$k_4 = \lg \left(\frac{10^{-S_{\text{об}}(F, f_{\text{ЦВС max}})/10} - 10^{k_3}}{\left(\frac{f_{\text{ЦВС max}}}{f_T} \right)^2} - 2^{-2N-0,59} \frac{a_3}{f_{\text{ЦВС max}}} \right)_{\text{при } F=10^6 \text{ Гц}} \quad (3.1.5)$$

Коэффициент k_1 определяет уровень фликкер-шумов $1/F$ при частоте отстройки 1 кГц. Величина k_2 определяет уровень белого частотного шума $1/F^2$, который определяется для минимальной частоты отстройки $F=10$ Гц. Коэффициент k_3 определяет уровень естественных шумов и находится при частоте отстройки в 1 МГц и минимальной выходной частоте ЦВС. Коэффициент k_4 также определяет уровень естественных шумов, но при максимальной выходной частоте ЦВС и также находится при частоте отстройки в 1 МГц.

Как видно из представленных формул, для расчета коэффициентов аппроксимации требуются экспериментальные значения СПМ фазовых шумов, по которым необходимо определить уровень фазовых шумов исследуемого ЦВС при некоторых фиксированных значениях отстройки для максимальной и минимальной выходных частот синтезатора.

Методика расчета данных коэффициентов и их расчетные значения, определенные для интегральных ЦВС фирмы Analog Devices, приведены в [130].

Коэффициенты аппроксимации шумовых характеристик ЦВС можно также вычислить с помощью уравнения регрессии. Многие современные математические программные пакеты, как, например, MathCAD, позволяют представить некоторую переменную величину в виде функции в базисе других переменных (степенных функций), то есть позволяют составить уравнение регрессии и на его основе вычислить требуемые коэффициенты аппроксимации.

Применение регрессии выборки данных линейной комбинацией функций вида $\sum_{i=0}^2 C_i F^{-i}$ для расчета коэффициентов аппроксимации шумовых характеристик ЦВС предложено и рассмотрено в работе [131].

Рассмотренная математическая модель СПМ фазовых шумов ЦВС (3.1.1) является основой для теоретических исследований их шумовых характеристик, а также выполненных на их основе устройств формирования сигналов.

В составе современных интегральных ЦВС довольно часто используется встроенный умножитель тактовой частоты на основе системы ФАПЧ. Его применение позволяет использовать в качестве источника тактовой частоты опорные низкочастотные кварцевые генераторы с частотой до нескольких десятков МГц. В гл. 2 предложена обобщенная структурная схема формирователя сигналов, в которой имеется данный умножитель тактовой частоты с коэффициентом умножения n_1 .

Структурную схему интегральных ЦВС с встроенным умножителем тактовой частоты можно представить в виде, изображенном на рис. 3.1.1 [132].

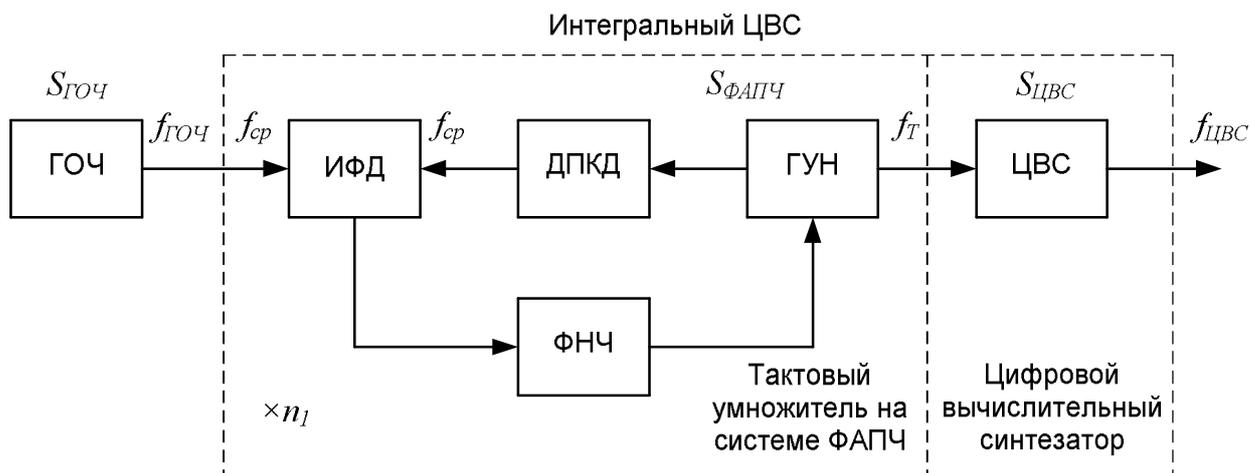


Рисунок 3.1.1 - Структурная схема интегрального ЦВС со встроенным умножителем тактовой частоты на основе системы ФАПЧ

На схеме приняты следующие обозначения: ИФД – импульсно-фазовый детектор; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления N_2 ; $S_{ГОЧ}$, $S_{ФАПЧ}$, $S_{ЦВС}$ - СПМ фазовых шумов ГОЧ, ФАПЧ и ЦВС; $f_{ГОЧ}$, $f_{ср}$, f_T , $f_{ЦВС}$ - частоты ГОЧ, сравнения ИФД, тактовой и основной выходной частот ЦВС.

В табл.3.1.1 приведены параметры современных интегральных ЦВС со встроенными умножителями тактовой частоты на основе системы ФАПЧ, выпускаемые передовой компанией в области прямого цифрового синтеза - Analog Devices.

Таблица 3.1.1- Параметры интегральных ЦВС со встроенными умножителями тактовой частоты на основе системы ФАПЧ

Микросхема	AD9854	AD9859	AD9910	AD9911	AD9912	AD9913	AD9914	AD9915	AD9957	AD9958
Параметр	мин макс									
Тактовая частота при отключенном умножителе, МГц	0-300	1-400	60-1000	1-500	250-1000	250	500-3500	500-2500	60-1000	1-500
Тактовая частота при подключенном умножителе, МГц	5-75	4-100	3,2-60	10-125	11-200	250	9,5-125	9,5-125	3,2-60	10-125
Коэффициент умножения ФАПЧ (N_2 ДПКД)	4-20	4-20	12-127	4-20	4-66	1-64	8-255	8-255	12-127	4-20
Разрядность ЦАП	12	10	14	10	14	10	12	12	14	10

Как видно из представленной таблицы, коэффициенты умножения встроенных в микросхемы ЦВС умножителей частоты на основе системы ФАПЧ могут достигать 255.

Модель СПМ фазовых шумов ЦВС с встроенным умножителем тактовой частоты на основе системы ФАПЧ [133-137] имеет вид

$$S(F) = S_{\text{ФАПЧ}}(F)K_{\text{ЦВС}}^2 + S_{\text{ЦВС}}(F), \quad (3.1.6)$$

где

$$S_{\text{ФАПЧ}}(F) = (S_{\text{ГОЧ}}(F) + S_{\text{ДПКД}}(F) + S_{\text{ИФД}}(F)) |H_{31}(F)|^2 + S_{\text{ГУН}}(F) |H_{32}(F)|^2 \quad (3.1.7)$$

- СПМ фазовых шумов умножителя тактовой частоты на основе системы ФАПЧ, $S_{\text{ГОЧ}}(F)$, $S_{\text{ДПКД}}(F)$, $S_{\text{ИФД}}(F)$, $S_{\text{ГУН}}(F)$, $S_{\text{ЦВС}}(F)$ - СПМ фазовых шумов ГОЧ, ДПКД, ИФД, ГУН, ЦВС; $H_{31}(p) = H(p)/(1+H(p))$ - передаточная функция петли ФАПЧ по внешним шумам; $H_{32}(p) = 1/(1+H(p))$ - передаточная функция петли ФАПЧ по внутренним шумам; $H(p) = K_{\text{ФНЧ}}(p) \cdot n_1 \cdot S_{\text{ГУН}}/p$ - передаточная функция разомкнутой петли ФАПЧ; $K_{\text{ФНЧ}}(p)$ - передаточная функция ФНЧ петли ФАПЧ; $S_{\text{ГУН}}$ - крутизна модуляционной характеристики ГУН; p - оператор Лапласа.

В случаях, когда встроенный умножитель тактовой частоты на основе системы ФАПЧ отключен, т.е. его коэффициент умножения равен 1, моделирование СПМ фазовых шумов формирователя проводится в соответствии с выражением

$$S(F) = S_{\text{ГОЧ}}(F)K_{\text{ЦВС}}^2 + S_{\text{ЦВС}}(F). \quad (3.1.8)$$

В дальнейшем, на основании представленного выражения (3.1.1), разработаем математическую модель СПМ фазовых шумов ЦВС на образцах основной частоты синтезатора.

3.2 Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов, использующих образцы основной частоты

Воспользуемся математической моделью СПМ фазовых шумов ЦВС для основной синтезируемой частоты (3.1.1). Согласно данной модели, имеются следующие компоненты фазового шума ЦВС: шум квантования, фазовый фликкер-

ный шум $1/F$, белый частотный шум $1/F^2$, а также белый частотный шум, определяющий шум нагрузки. Требуется оценить изменения каждого из данных компонентов фазового шума при переходе от применения основной частоты ЦВС к использованию ее образов.

Согласно полученным во 2 гл. результатам, огибающая спектра выходного сигнала ЦАП ЦВС и спектров сигналов его ошибок изменяется в соответствии с частотной характеристикой ЦАП $K_{\text{ЦАП}}(f) = \sin\left(\pi \frac{f}{f_T}\right) / \left(\pi \frac{f}{f_T}\right)$, поэтому отношение сигнал/шум устройства при использовании побочных компонентов спектра будет меньше, то есть СПМ фазового шума увеличивается обратно пропорционально коэффициенту $K^2_{\text{ЦАП}}$.

Проведем анализ влияния частотной характеристики ЦАП на составляющие фазового шума ЦВС.

В [8] указывается, что фазовый шум ЦВС, обусловленный эффектом квантования, для образов основной частоты остается таким же, как и для основного выходного сигнала синтезатора. В связи с этим можно сделать вывод о том, что СПМ фазового шума квантования обратно-пропорциональна коэффициенту $K^2_{\text{ЦАП}}$ вследствие уменьшения амплитуд образов и может быть определена выражением

$$S_{\text{кв_обр}} = 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T^2} \right) \left(\frac{\left(\pi \frac{nf_T \pm f_{\text{out}}}{f_T} \right)}{\sin\left(\pi \frac{nf_T \pm f_{\text{out}}}{f_T} \right)} \right)^2, \quad (3.2.1)$$

Естественная составляющая СПМ фазового шума 10^{k3} , определяемая шумами нагрузки, не зависит от коэффициента передачи ЦАП, поэтому вследствие уменьшения амплитуд образов СПМ фазового шума данной составляющей также является обратно пропорциональной коэффициенту $K^2_{\text{ЦАП}}$.

Уровни естественной составляющей фазового шума, определяемой эквивалентными генераторами шума на входе ЦАП, и составляющих $1/F^2$ и $1/F$ фазовых шумов при переносе их на частоту соответствующего образа не зависят от рассматриваемого коэффициента $K^2_{\text{ЦАП}}$. При одновременном уменьшении амплитуды

сигнала на частоте образа СПМ таких шумовых составляющих также обратно-пропорциональна $K^2_{ЦАП}$.

Обратно пропорциональные зависимости шумов квантования и естественной составляющей фазовых шумов нагрузки от коэффициентов $K^2_{ЦАП}$ подтверждается исследованиями спектров ошибок выходного сигнала ЦВС, выполненными во второй главе.

Таким образом, проведенный анализ показал, что все составляющие фазового шума ЦВС имеют одинаковую зависимость от коэффициента передачи ЦАП [138-143]. В результате выражение для СПМ фазовых шумов ЦВС, использующих образы основной частоты принимает вид

$$S_{ЦВС_обр}(F) = \left[\left(\frac{f_{ЦВС}}{f_T} \right)^2 \left(\frac{a_1 \cdot 10^{k_2}}{F^2} + \frac{a_2 \cdot 10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + a_3 \cdot 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{ЦВС}}{f_T^2} \right) \right] \cdot \left(\frac{\pi \left| \frac{nf_T + f_{ЦВС}}{f_T} \right|}{\sin \left(\pi \left| \frac{nf_T + f_{ЦВС}}{f_T} \right| \right)} \right)^2, \quad (3.2.2)$$

где k_1, k_2, k_3, k_4 – коэффициенты, определяющие уровень СПМ $1/F$ шума, $1/F^2$ шума, естественной шумовой составляющей входных цепей ЦАП и сопротивления нагрузки; F – частота отстройки от несущей; N – разрядность ЦАП ЦВС, a_1, a_2, a_3 – коэффициенты, равные соответственно $1 \text{ Гц}^2, 1 \text{ Гц}, 1 \text{ Гц}$.

С учетом фазовых шумов ГОЧ математическую модель СПМ фазовых шумов на выходе ЦВС, использующих образы основной частоты, можно записать как

$$S_{ЦВСобр_out}(F) = (n + K_{ЦВС})^2 S_{ГОЧ}(F) + S_{ЦВСобр}(F) \quad (3.2.3)$$

Для исследования свойств данной модели требуется провести расчет частотного плана формирователя сигналов согласно алгоритму частотного планирования, изложенному в гл. 2. В табл. 3.2.1 приведены результаты расчета частотного плана ЦВС AD9910 для нескольких значений его тактовой частоты.

Таблица 3.2.1- Результаты частотного планирования формирователя сигналов с ЦВС AD9910 для различных значений тактовой частоты

Тактовая частота	100 МГц	300 МГц	900 МГц
Номер образа, n	Частота образа, $f_{обр}$, МГц при $K_{ЦВС} = 0,25$		
-3	275	825	2475
-2	175	525	1575
-1	75	225	675
0	25	75	225
1	125	375	1125
2	225	675	2025
3	325	975	2925

С использованием математической модели (3.2.2) и выражения (3.1.8) проведено моделирование СПМ фазовых шумов ЦВС, использующих образы основной частоты, результаты которого представлены на рис. 3.2.1 – 3.2.3 для тактовых частот 100, 300 и 900 МГц при использовании интегрального синтезатора AD9910.

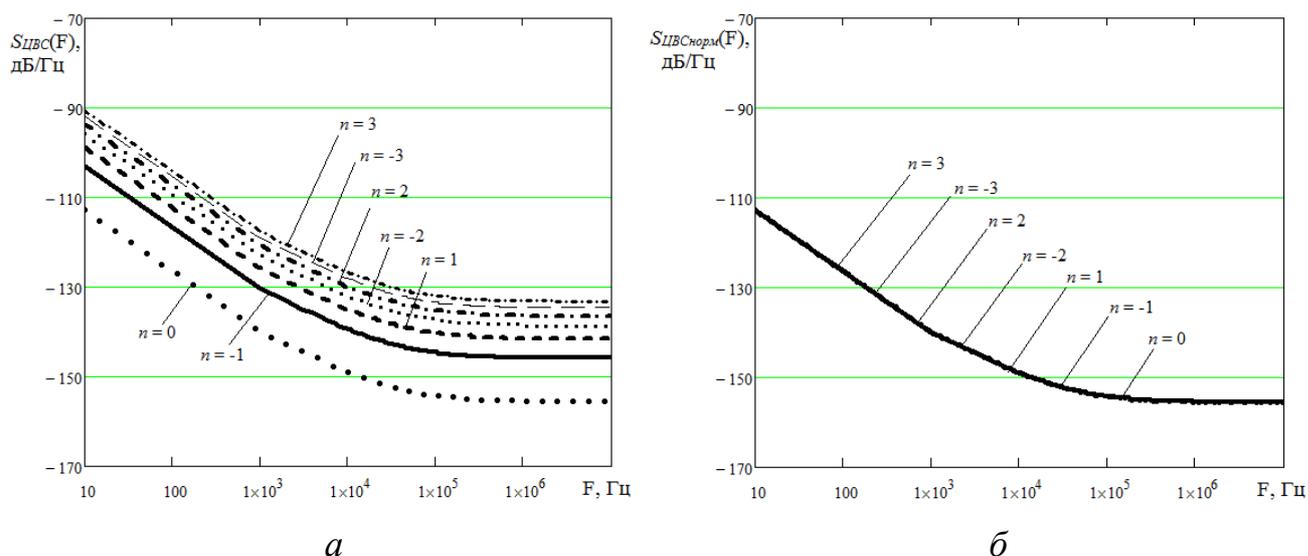


Рисунок 3.2.1 - СПМ фазовых шумов ЦВС для основной частоты $n = 0$, и образов $n = 1, -1, -2, 3, -3$ при тактовой частоте 100 МГц, и $K_{ЦВС} = 0,25$; (а) – исходные шумовые характеристики; (б) – нормированные от частот образов к основной частоте

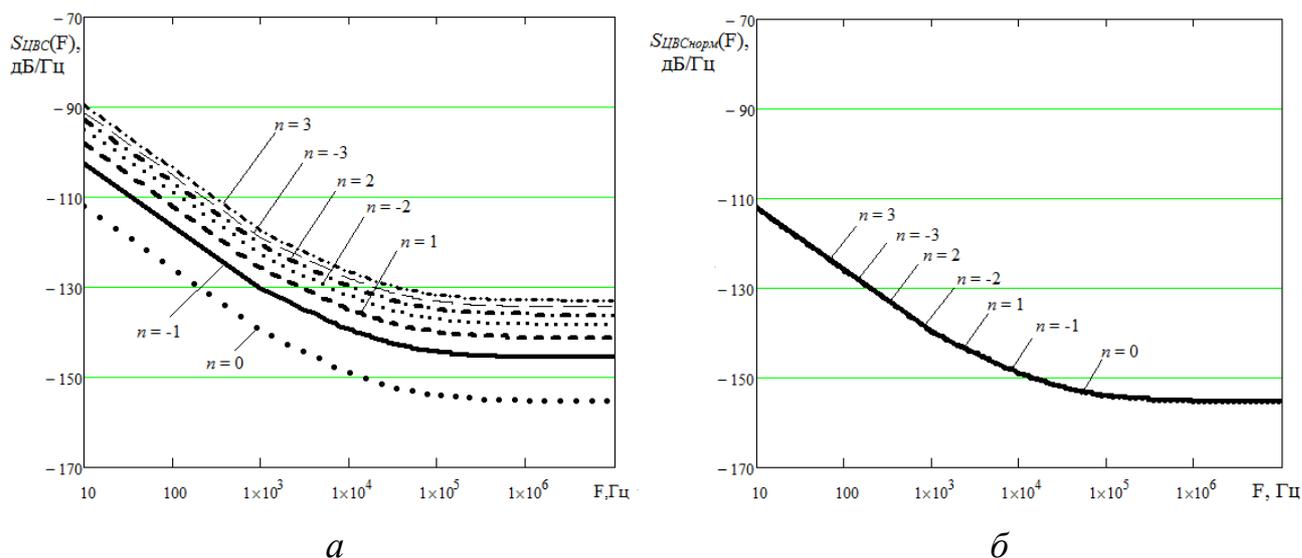


Рисунок 3.2.2 - СПМ фазовых шумов ЦВС для основной частоты $n = 0$, и образов $n = 1, -1, -2, 3, -3$ при тактовой частоте 300 МГц, и $K_{ЦВС} = 0,25$; (а) – исходные шумовые характеристики; (б) – нормированные от частот образов к основной частоте

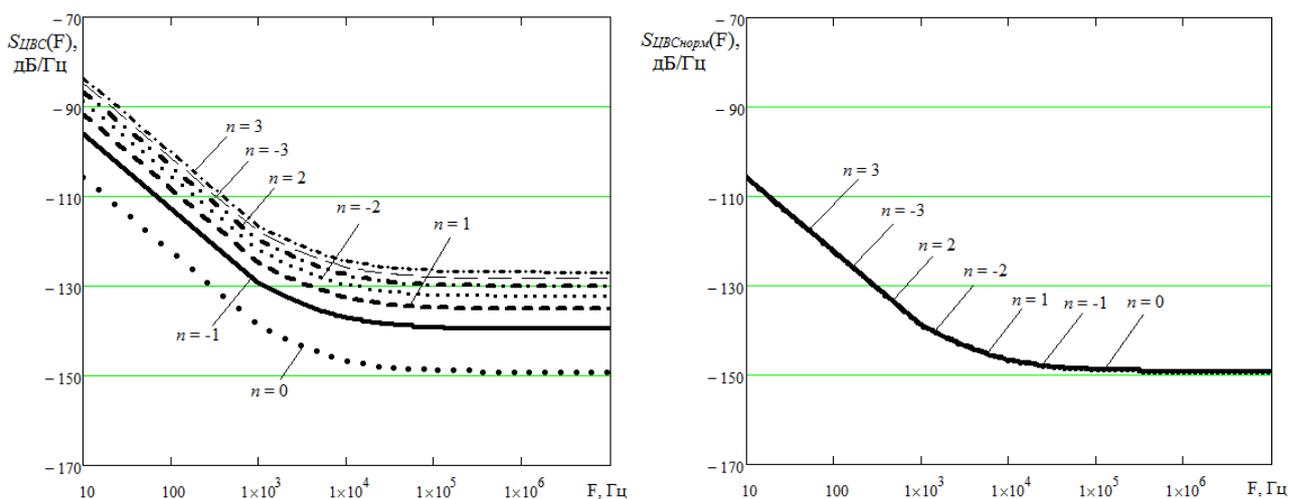


Рисунок 3.2.3 - СПМ фазовых шумов ЦВС для основной частоты $n = 0$, и образов $n = 1, -1, -2, 3, -3$ при тактовой частоте 900 МГц, и $K_{ЦВС} = 0,25$; (а) – исходные шумовые характеристики; (б) – нормированные от частот образов к основной частоте

Из представленных графических зависимостей на рисунках 3.2.1 (а), 3.2.2 (а), 3.2.3 (а) видно, что фазовые шумы ЦВС на основной частоте меньше, чем при использовании частот образов. Однако при одинаковой тактовой частоте при использовании различных номеров образов на выходе синтезатора получаются раз-

личные частоты. При нормировании шумовых характеристик к одинаковой частоте уровни фазовых шумов становятся одинаковыми (соответствующие зависимости обозначены буквой (б)).

На рис. 3.2.4 приведены зависимости СПМ фазовых шумов ЦВС, использующих образы основной частоты, от коэффициента передачи синтезатора при фиксированной частоте отстройки $F = 100$ кГц.

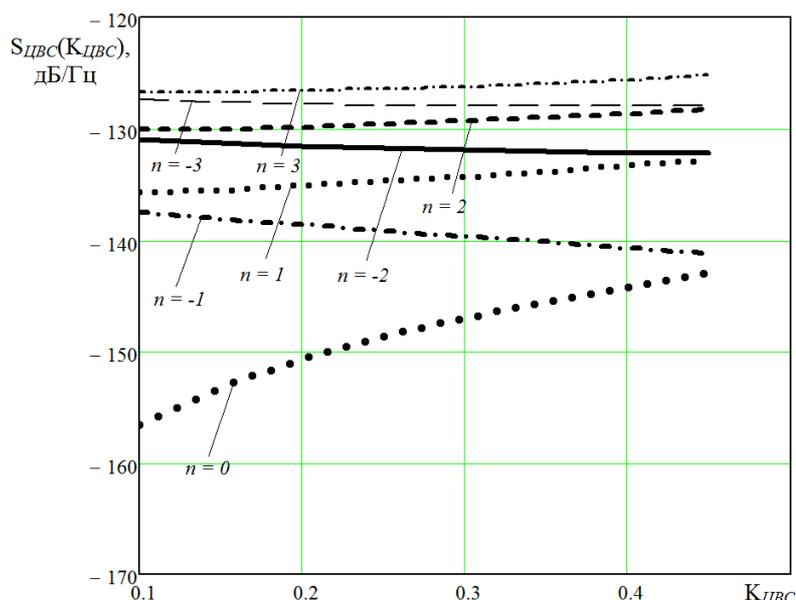


Рисунок 3.2.4— Зависимость СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910, использующих образы основной частоты, от $K_{ЦВС}$ при частоте отстройки $F = 100$ кГц

Из данных зависимостей видно, что рост $K_{ЦВС}$ для основной частоты и положительных номеров образов приводит к росту СПМ фазового шума ЦВС, несмотря на увеличение амплитуд сигналов с частотами образов вследствие влияния огибающей спектра. Это можно объяснить ростом выходной частоты ЦВС относительно тактовой. В случае отрицательных номеров образов с ростом $K_{ЦВС}$ наблюдается снижение уровня фазовых шумов. Данное явление объясняется одновременным увеличением амплитуд сигналов с частотами отрицательных образов и уменьшением выходной частоты образов относительно тактовой частоты.

3.3 Экспериментальная проверка математической модели шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов на образцах основной частоты

Проведем экспериментальную проверку математической модели СПМ фазовых шумов ЦВС (3.2.2), использующих образы основной частоты [144-147].

Для экспериментальных исследований СПМ фазовых шумов ЦВС, использующих образы основной частоты, разработана измерительная установка, представленная на рис. 3.3.1. Основу данной установки составляет отладочный модуль ЦВС AD9910, внешний вид которого изображен на рис. 3.3.2. Данная отладочная плата позволяет сформировать квазигармонические сигналы с основной выходной частотой синтезатора до 450 МГц. Имеется отдельный вход для подключения внешнего генератора тактовой частоты, максимальная частота которого может составлять 1 ГГц. К выходам отладочного модуля могут подключаться сменные фильтры, выделяющие либо основную синтезируемую частоту с помощью ФНЧ, либо ее образ с помощью ПФ.

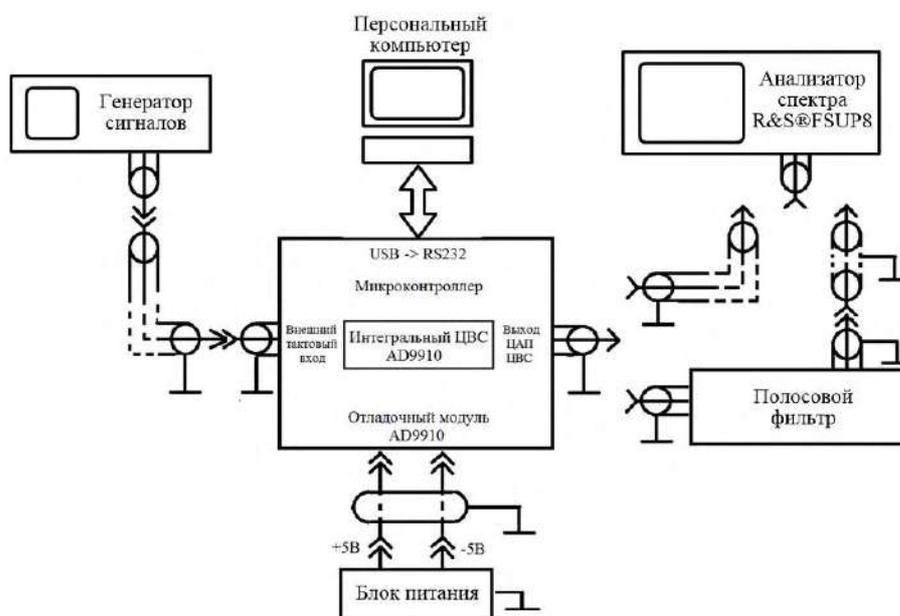
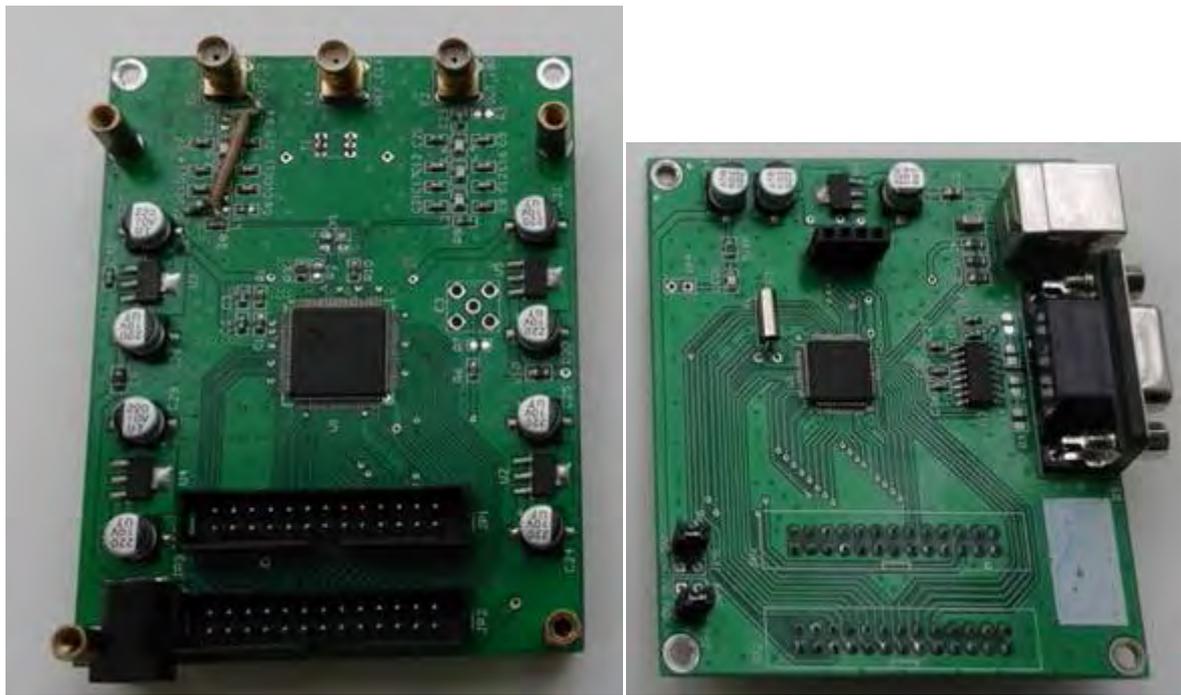


Рисунок 3.3.1- Упрощенная схема измерительной установки для исследования СПМ фазовых шумов ЦВС, использующих образы основной частоты



а)

б)

Рисунок 3.3.2 – Отладочный модуль ЦВС AD9910 (а) и модуль его управления на микроконтроллере STM32 (б)

Питание отладочного модуля осуществляется от отдельного стабилизированного блока питания с выходным напряжением в 5 В. Управление ЦВС реализуется с помощью микроконтроллера STM32. Для установки тактовой и основной выходной частот, а также параметров встроенного умножителя тактовой частоты используется персональный компьютер с программным обеспечением AD9910 Evaluation Software, модифицированным для применения интерфейса RS232, предназначенного для связи с микроконтроллером.

В качестве ГОЧ используется генератор сигналов SMA100A. Его основными особенностями является достаточно низкий уровень фазовых шумов и возможность перестройки в широком диапазоне частот.

Анализатор сигналов и спектра R&S®FSUP8 Signal Source Analyzer позволяет провести как анализ спектральных характеристик формирователей сигналов, так и экспериментальное измерение СПМ фазовых шумов анализируемого сигнала с максимальной амплитудой. Поэтому для проведения измерения СПМ фазовых шумов на образцах основной частоты ЦВС необходимо применять полосовые фильтры, центральная частота которых равна частоте исследуемой частоты об-

раза, а полоса пропускания достаточна для проведения измерений и равна, как минимум, 2 МГц по уровню минус 3 дБ. Рабочий диапазон данного анализатора спектра составляет полосу частот от 20 Гц до 8 ГГц, что позволяет достаточно просто осуществить прямое измерение СПМ фазовых шумов ЦВС как на основной частоте, так и на ее образах.

Применяемый ЦВС AD9910 обладает следующими параметрами:

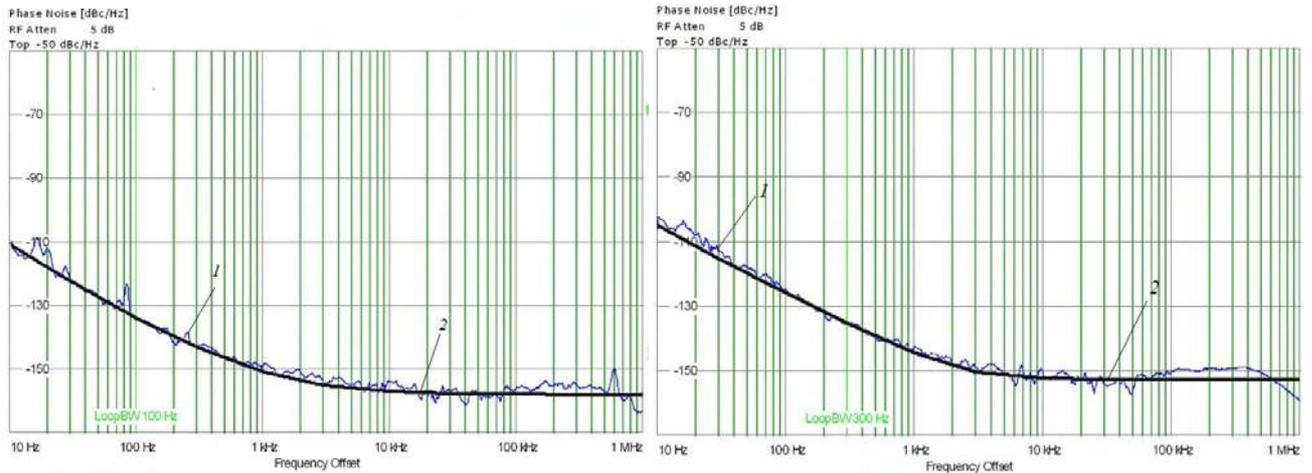
- диапазон тактовых частот при отключенном тактовом умножителе 60 МГц – 1 ГГц;
- рабочие диапазоны частот ГУН встроенного тактового умножителя на основе системы ФАПЧ 400-460, 455-530, 530-615, 650-790, 760-875, 920-1030 МГц;
- диапазон опорных частот при подключенном тактовом умножителе 3,2 – 60 МГц;
- разрядность ЦАП ЦВС AD9910 14 бит.

С использованием данной измерительной установки получен ряд экспериментальных зависимостей СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 от частоты отстройки при отключенном встроенном умножителе тактовой частоты на основе системы ФАПЧ. Одновременно, для тех же параметров ЦВС AD9910, проводилось моделирование шумовых характеристик на образах основной частоты с использованием модели СПМ фазовых шумов (3.2.2) и учитывались шумовые характеристики ГОЧ в соответствии с выражением (3.2.3). Значения коэффициентов аппроксимации для данного ЦВС составляют: $k_1 = -9,9$; $k_2 = -9,48$; $k_3 = -15,4$; $k_4 = -15,2$.

Для уточнения модели СПМ фазовых шумов опорного генератора SMA100A проведено экспериментальное измерение его шумовых характеристик для частот 100, 300 МГц. Пример аппроксимирующей функции СПМ фазовых шумов данного генератора на частоте 100 МГц имеет вид

$$S_{ГОЧ}(F) = \frac{10^{-8}}{F^3} + \frac{10^{-9.4}}{F^2} + \frac{10^{-12.5}}{F} + 10^{-15.8} \quad (3.3.1)$$

Полученные теоретические и экспериментальные зависимости шумовых характеристик ГОЧ, представленные на рис.3.3.3, имеют хорошее совпадение.



а)

б)

Рисунок 3.3.3 – СПМ фазовых шумов ГОЧ SMA100A при выходной частоте

а) 100 МГц, б) 300 МГц. 1- эксперимент, 2 – аппроксимация

На рис. 3.3.4-3.3.8 приведены результаты экспериментальных измерений и моделирования СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 на основной частоте и на ее образах при $K_{ЦВС} = 0,25$ и тактовой частоте 100 МГц, а также при $K_{ЦВС} = 0,291$ и тактовой частоте 120 МГц.

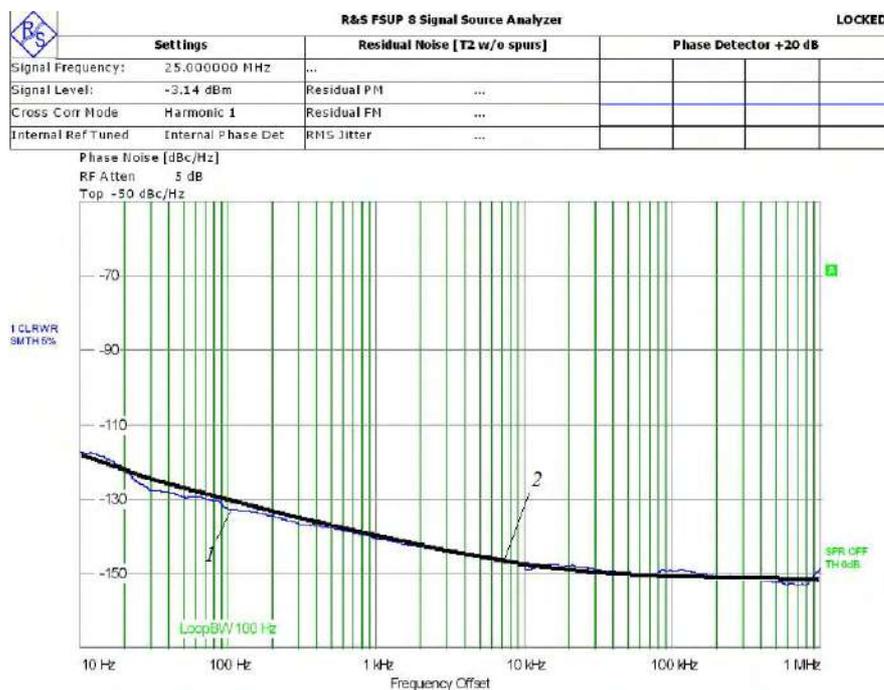


Рисунок 3.3.4 - СПМ фазовых шумов ЦВСAD9910 на основной частоте

25 МГц ($n = 0$) при тактовой частоте 100 МГц:

1 –эксперимент, 2 – моделирование

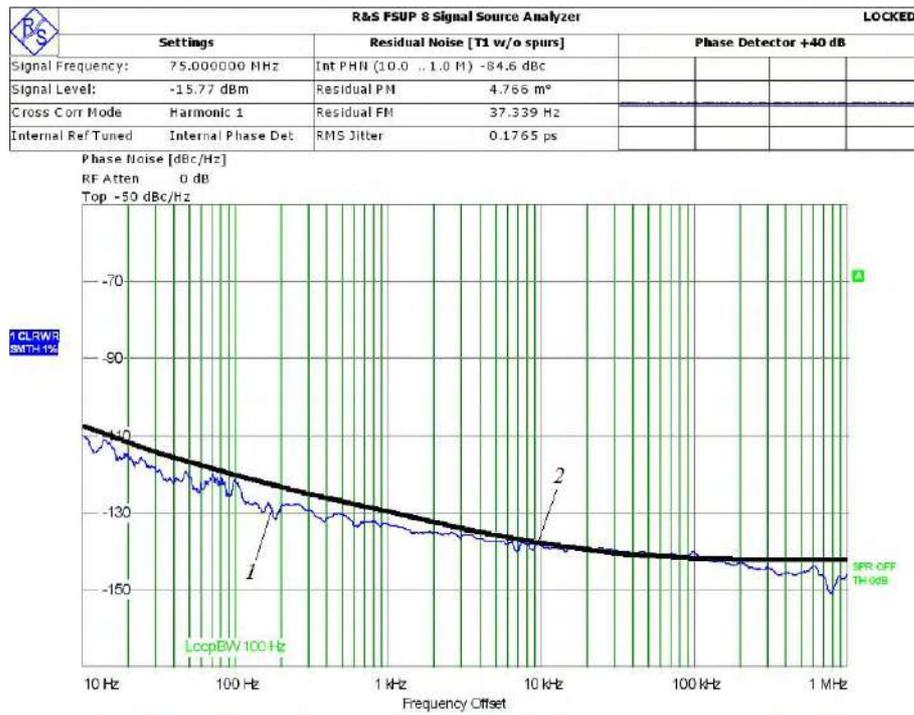


Рисунок 3.3.5 - СПМ фазовых шумов ЦВСAD9910 на частоте образа 75 МГц ($n = -1$) при тактовой частоте 100 МГц: 1 - эксперимент, 2 – моделирование

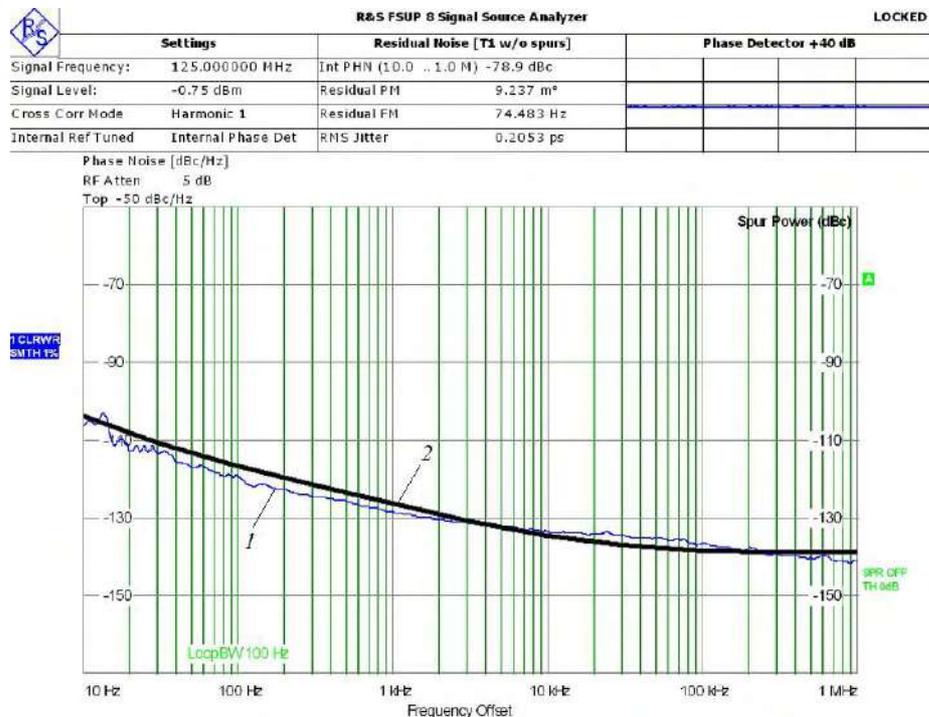


Рисунок 3.3.6 - СПМ фазовых шумов ЦВСAD9910 на частоте образа 125 МГц ($n = 1$) при тактовой частоте 100 МГц ($K_{ЦВС} = 0,25$): 1 - эксперимент, 2 – моделирование

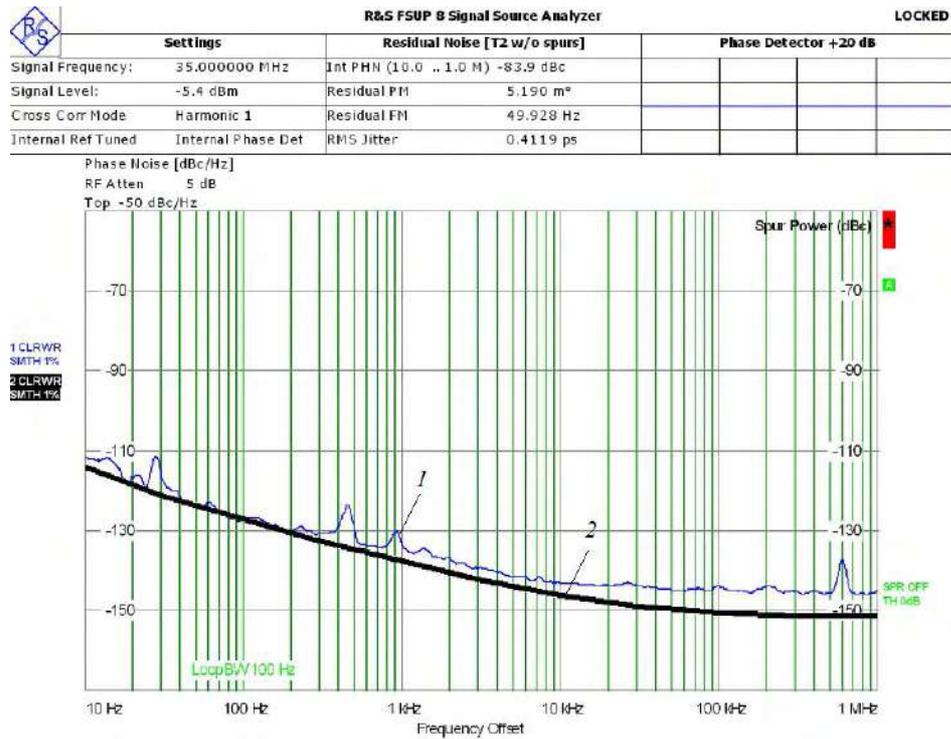


Рисунок 3.3.7 - СПМ фазовых шумов ЦВСAD9910 на основной частоте 35 МГц ($n=0$) при тактовой частоте 120 МГц (при $K_{ЦВС} = 0,291$): 1 - эксперимент, 2 – моделирование

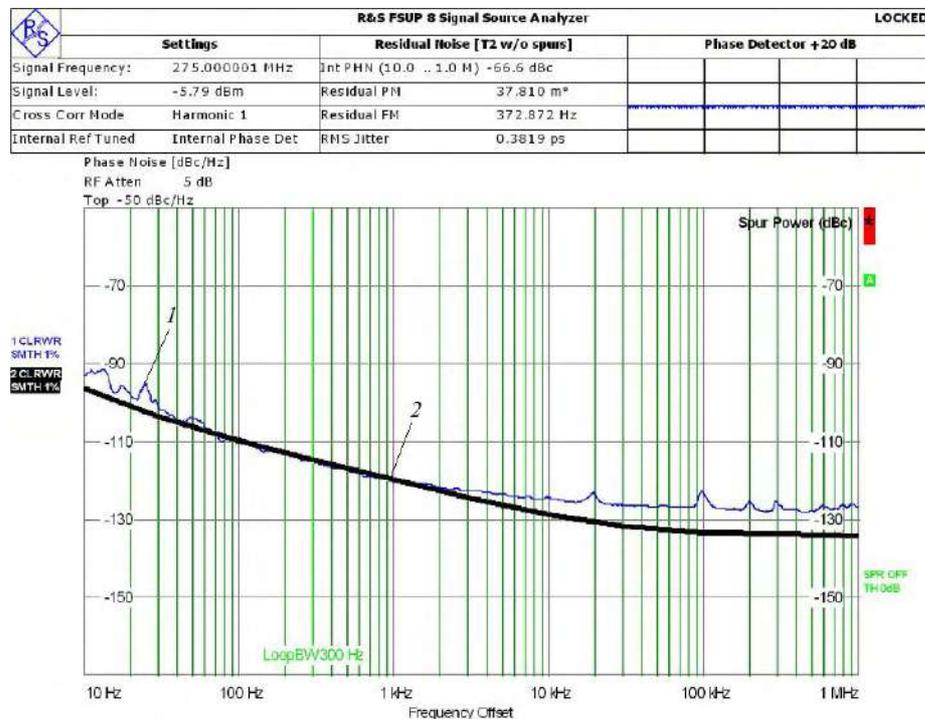


Рисунок 3.3.8 - СПМ фазовых шумов ЦВСAD9910 на частоте образа 275 МГц ($n=2$) при тактовой частоте 120 МГц (при $K_{ЦВС} = 0,291$): 1 - эксперимент, 2 – моделирование

Сравнение фазовых шумов AD9910 для тактовой частоты 100 МГц при $K_{\text{ЦВС}} = 0,25$ для $n = 0, -1, -2, -3$ приведено на рис. 3.3.9 и 3.3.10 для $n = 0, 1, 2$.

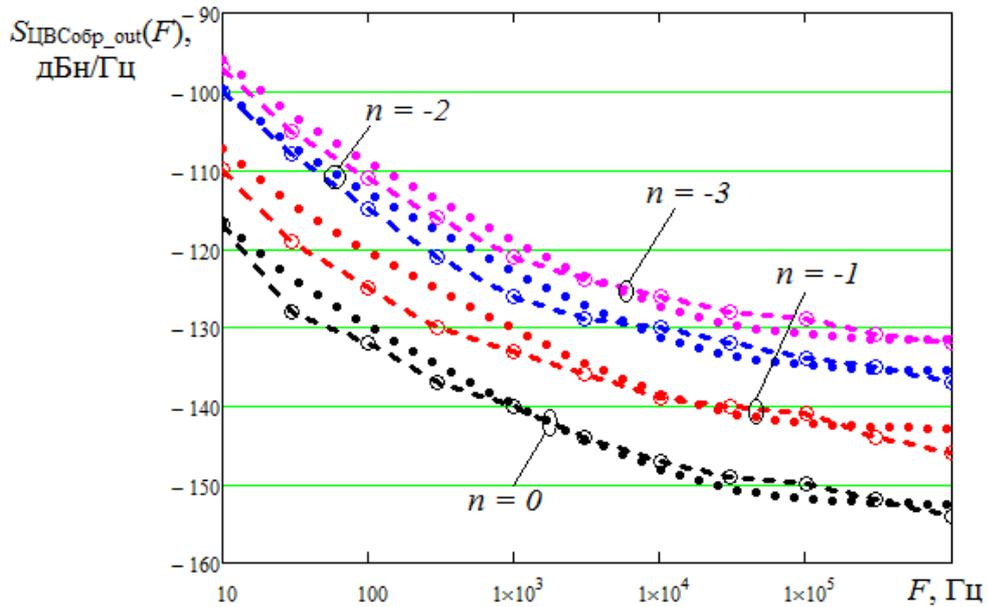


Рисунок 3.3.9 - СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 на образах основной частоты при тактовой частоте 100МГц, $n = 0, -1, -2, -3$. (сплошные точки – моделирование, штриховые линии с символом окружности – эксперимент)

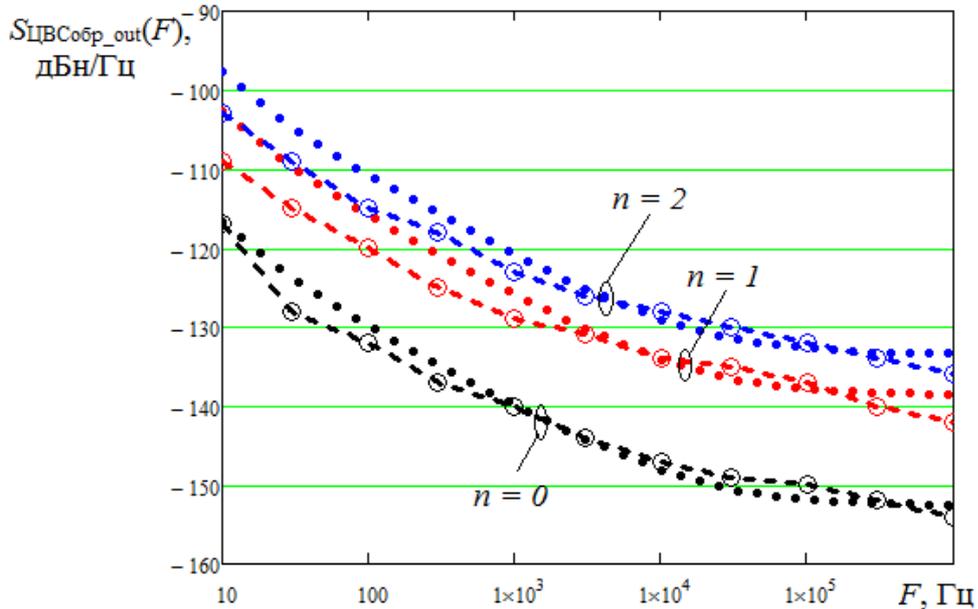


Рисунок 3.3.10 - СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 на образах основной частоты при тактовой частоте 100МГц, $n = 0, 1, 2$. (сплошные точки – моделирование, штриховые линии с символом окружности – эксперимент)

В результате анализа полученных зависимостей установлено, что с увеличением номера образа уровень фазовых шумов ЦВС увеличивается как для экспериментальных характеристик, так и для полученных в результате математического моделирования. Кроме того, видно, что для образов основной частоты результаты эксперимента и моделирования совпадают, но имеется небольшая погрешность моделирования, которая на отдельных отстройках частоты максимально достигает 4-5 дБ. Данный факт позволяет сделать вывод о том, что разработанная математическая модель СПМ фазовых шумов ЦВС на образах основной частоты может применяться в практических исследованиях, инженерных и конструкторских расчетах, при выборе оптимальной с точки зрения уровня фазовых шумов структуре формирователя сигналов.

В большинстве случаев на практике в качестве ГОЧ используется кварцевый генератор, частота которого повышается встроенным в интегральный ЦВС множителем частоты на основе системы ФАПЧ. В этом случае помимо собственных фазовых шумов ЦВС необходимо также оценить влияние тактового умножителя частоты на уровень фазовых шумов ЦВС при использовании образов основной частоты.

3.4 Влияние умножителя тактовой частоты на шумовые характеристики формирователя сигналов с применением образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов

Составим математическую модель СПМ фазовых шумов интегральных ЦВС, использующих образы основной частоты, со встроенным множителем тактовой частоты на основе системы ФАПЧ с помощью выражений (3.1.6), (3.1.7) и (3.2.2).

Преобразуем выражение (3.1.6) в математическую модель СПМ фазовых шумов ЦВС, использующих образы основной частоты, с встроенным множителем тактовой частоты на основе системы ФАПЧ [135-136]

$$S_{\text{ЦВСобр_вых}}(F) = S_{\text{ФАПЧ}}(F)(n + K_{\text{ЦВС}})^2 + S_{\text{ЦВС_обр}}(F). \quad (3.4.1)$$

Запишем шумовые вклады, вносимые звеньями системы ФАПЧ, с учетом квадратов их коэффициентов умножения n_1, n_2 , $|n + K_{ЦВС}|$.

Вклад ГОЧ:

$$S_{ГОЧ_{вк}}(F) = S_{ГОЧ}(F) \cdot n_1^2 \cdot (n + K_{ЦВС})^2 \cdot n_2^2, \quad (3.4.2)$$

Вклад ФАПЧ

$$S_{ФАПЧ_{вк}}(F) = S_{ФАПЧ}(F) \cdot (n + K_{ЦВС})^2 \cdot n_2^2, \quad (3.4.3)$$

$$S_{ЦВСобр_{вк}}(F) = S_{ЦВСобр}(F) \cdot n_2^2, \quad (3.4.4)$$

Проведем математическое моделирование СПМ фазовых шумов интегральных ЦВС, использующих образы основной частоты, с множителем тактовой частоты на основе системы ФАПЧ. В качестве интегральных ЦВС рассмотрим микросхемы AD9910 и AD9914. Их параметры представлены в табл.3.1.1.

Кроме того, требуется рассчитать основную синтезируемую частоту $f_{ЦВС}$, и проверить условие использования ее образов в соответствии с выражением (1.4.3). Для этого необходимо воспользоваться алгоритмом и программой частотного планирования формирователей сигналов, использующих образы основной частоты ЦВС. При расчете будут использованы только те варианты частотного планирования, в которых коэффициент умножения выходного множителя частоты равен 1 ($n_2 = 1$), т.е. выходной транзисторный множитель частоты отсутствует.

Для моделирования использованы следующие параметры формирователей сигналов:

- для ЦВС AD9910: тактовая частота $f_T \leq 1000$ МГц, частота ГОЧ $f_{ГОЧ} = 24$ МГц, требуемая частота образов $f_{ЦВС_{обр}} = 1500, 3000$ МГц;

- для ЦВС AD9914: тактовая частота $2400 \leq f_T \leq 2500$ МГц, частоты ГОЧ $f_{ГОЧ} = 24$ МГц, $f_{ГОЧ} = 96$ МГц, требуемая частота образов $f_{ЦВС_{обр}} = 3000, 6500$ МГц.

В табл. 3.4.1, 3.4.2 приведены результаты частотного планирования формирователей сигналов с ЦВС AD9910 и AD 9914, использующих образы основной частоты.

Таблица 3.4.1- Частотный план ЦВС AD9910

$f_{Гоч} = 24 \text{ МГц}$											
n_1	n	$f_{ЦВС}, \text{ МГц}$	$f_T, \text{ МГц}$	$K_{ЦВС}$	$f_{ЦВС_обр}, \text{ МГц}$	n_1	N	$f_{ЦВС}, \text{ МГц}$	$f_T, \text{ МГц}$	$K_{ЦВС}$	$f_{ЦВС_обр}, \text{ МГц}$
13	-5	60	312	0,192	1500	29	4	216	696	0,31	3000
15	4	60	360	0,167	1500	30	4	120	720	0,167	3000
17	-4	132	408	0,324	1500	33	-4	168	792	0,219	3000
19	3	132	456	0,289	1500	34	-4	264	816	0,324	3000
22	-3	84	528	0,159	1500	34	-2	132	816	0,162	1500
23	-3	136,4	552	0,247	1500	35	-2	180	840	0,214	1500
24	5	120	576	0,208	3000	36	-2	228	864	0,264	1500
26	-5	120	624	0,192	3000	37	-2	276	888	0,311	1500
27	2	204	648	0,315	1500	38	3	264	912	0,289	3000
28	2	156	672	0,232	1500	39	3	192	936	0,205	3000
29	2	108	696	0,155	1500						

Таблица 3.4.2 - Частотный план ЦВС AD9914

$f_{Гоч} = 24 \text{ МГц}$											
n_1	n	$f_{ЦВС}, \text{ МГц}$	$f_T, \text{ МГц}$	$K_{ЦВС}$	$f_{ЦВС_обр}, \text{ МГц}$	n_1	N	$f_{ЦВС}, \text{ МГц}$	$f_T, \text{ МГц}$	$K_{ЦВС}$	$f_{ЦВС_обр}, \text{ МГц}$
100	1	600	2400	0,25	3000	100	-3	848	2400	0,353	6500
101	1	576	2424	0,238	3000	101	-3	844	2424	0,348	6500
102	1	552	2448	0,225	3000	102	-3	844	2448	0,344	6500
103	1	528	2452	0,215	3000						
104	1	504	2426	0,207	3000						
$f_{Гоч} = 96 \text{ МГц}$											
25	1	600	2400	0,25	3000	25	-3	700	2400	0,291	6500
26	1	504	2496	0,201	3000						

Из табл. 3.4.1-3.4.4 видно, что использование образов основной частоты затруднительно в тех случаях, когда на выходе ЦВС требуется получить конкретное значение синтезируемой частоты, поскольку варианты частотного плана, обеспечивающие условие (2.4.1), практически отсутствуют. В связи с этим, для увеличения количества доступных вариантов частотного планирования формирователя сигналов, соответствующих случаям использования образов основной частоты ЦВС, необходимо на выходе ЦВС использовать транзисторный умножитель частоты с небольшим коэффициентом умножения.

С использованием параметров интегральных ЦВС, результатов частотного планирования формирователей сигналов, использующих образы основной частоты ЦВС, разработанной математической модели (3.2.2), выражений (3.1.6) - (3.1.8), характеризующих шумовые свойства встроенного умножителя тактовой частоты на основе системы ФАПЧ, а также генератора опорной частоты, проведе-

но моделирование СПМ фазовых шумов формирователей сигналов с интегральными ЦВС AD9910 и AD9914 и определены шумовые вклады основных функциональных звеньев устройств, позволяющие выявить наиболее «шумящие» участки схемы формирования сигналов. Результаты моделирования представлены на рис.3.4.1-3.4.2.

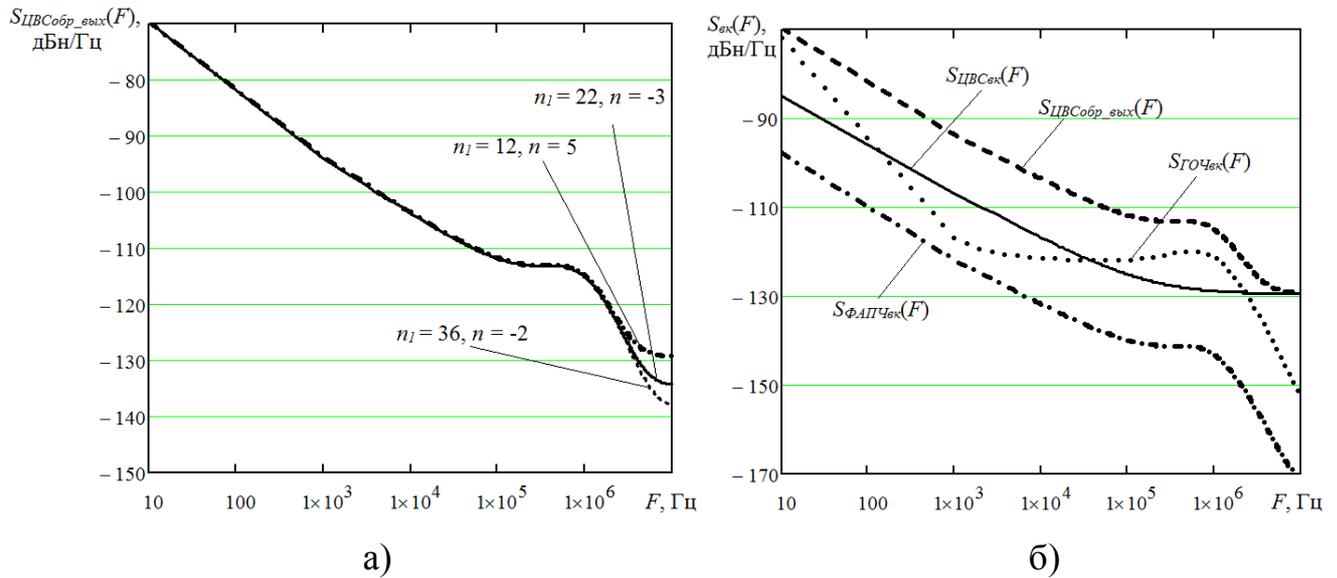


Рисунок 3.4.1 - а) СПМ фазовых шумов формирователя, использующего образы основной частоты ЦВС AD9910, и б) вклады звеньев при $n_1 = 12, n = 5$; $f_{ЦВС_обр} = 1500$ МГц, $f_{ГОЧ} = 24$ МГц

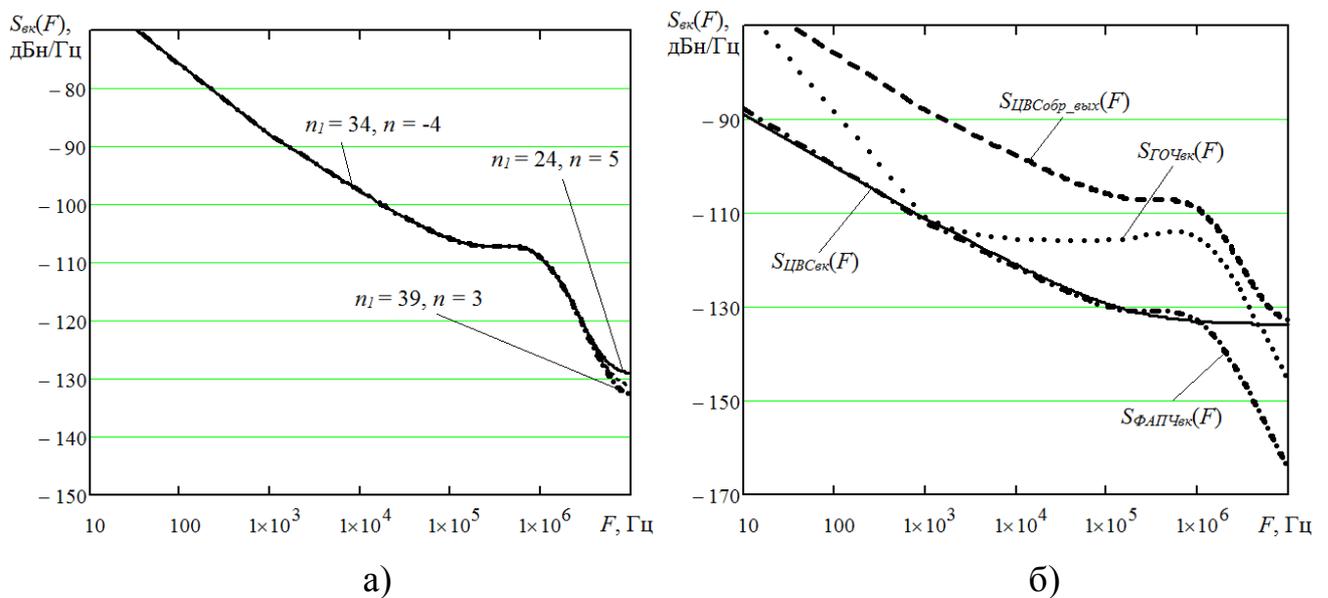


Рисунок 3.4.2 - а) СПМ фазовых шумов формирователя, формирующего образы основной частоты ЦВС AD9910, и б) вклады звеньев при $n_1 = 39, n = 3$; $f_{ЦВС_обр} = 3000$ МГц, $f_{ГОЧ} = 24$ МГц

Из представленных шумовых характеристик видно, что при одинаковых выходных частотах образов основной частоты ЦВС, СПМ фазовых шумов формирователей сигналов с умножителями тактовой частоты практически одинаковые. Согласно рис. 3.4.1б и 3.4.2б установлено, что наибольший вклад в СПМ фазовых шумов формирователей сигналов с интегральными ЦВС, использующими образы основной частоты, вносит умножитель тактовой частоты на основе системы ФАПЧ. При этом шумовой вклад фазового детектора петли ФАПЧ минимален.

Проведем аналогичное моделирование для интегрального ЦВС AD9914.

Поскольку частота сравнения фазового детектора системы ФАПЧ встроенного умножителя тактовой частоты данной микросхемы равна 100 МГц, возможно использование и высокочастотных ГОЧ. Результаты расчета СПМ фазовых шумов формирователя сигналов и вклады его звеньев для $f_{ГОЧ} = 24$ МГц, 96 МГц, и требуемых выходных частот $f_{ЦВС_обр} = 3000$ МГц, 6500 МГц показаны на рисунках 3.4.3 - 3.4.6.

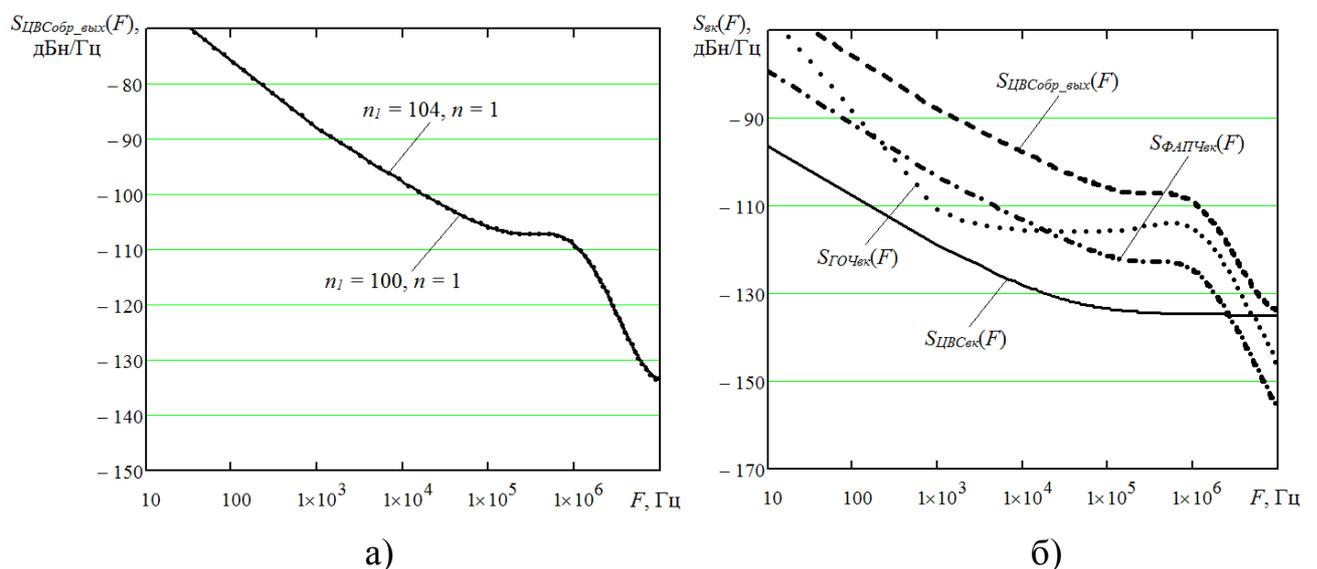


Рисунок 3.4.3 - а) СПМ фазовых шумов формирователя, использующего образы основной частоты ЦВС AD9914, и б) вклады звеньев при $n_1 = 104, n = 1; f_{ЦВС_обр} = 3000$ МГц, $f_{ГОЧ} = 24$ МГц

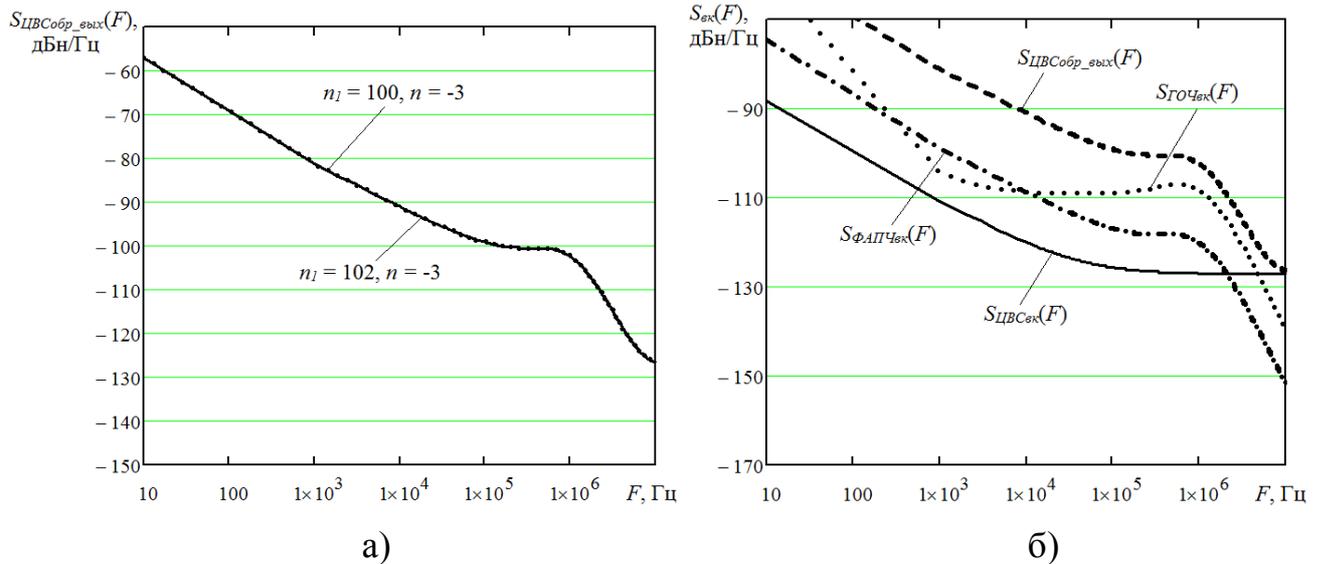


Рисунок 3.4.4 - а) СПМ фазовых шумов формирователя, использующего образы основной частоты ЦВС AD9914, и б) вклады звеньев при $n_l = 102$, $n = -3$; $f_{ЦВС_обр} = 6500$ МГц, $f_{ГОЧ} = 24$ МГц:

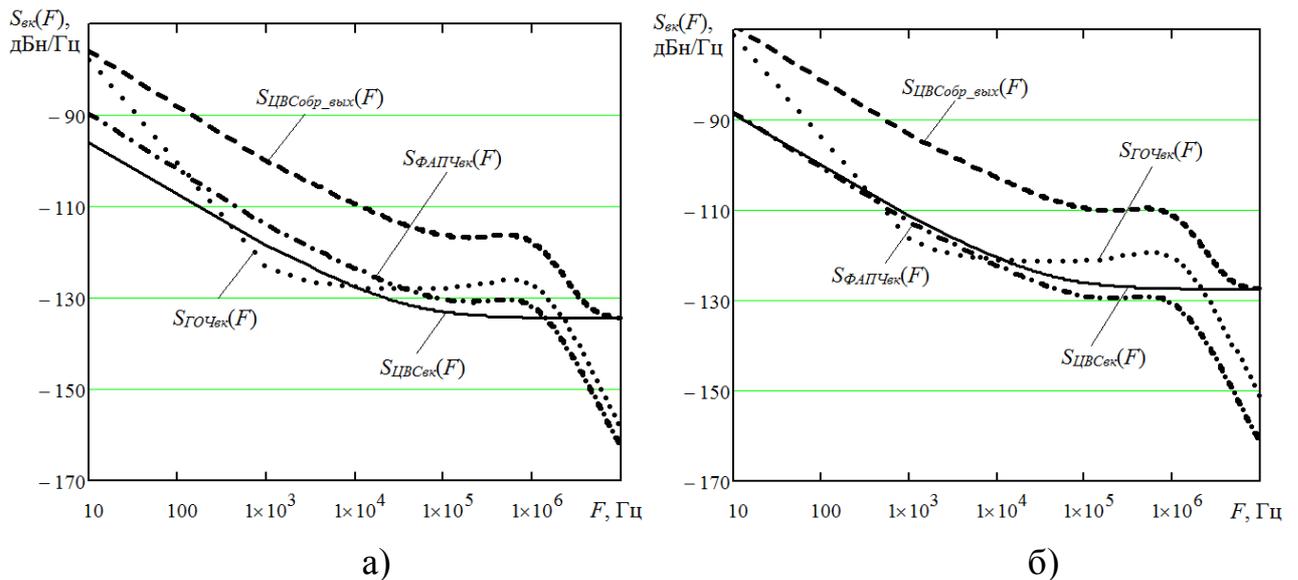


Рисунок 3.4.5 - СПМ фазовых шумов формирователя, использующего образы основной частоты ЦВС AD9914 при $f_{ЦВС_обр} = 3000$ МГц, и вклады звеньев при $n_l = 25$, $n = 1$, $f_{ГОЧ} = 96$ МГц - (а); СПМ фазовых шумов ЦВС AD9914 при $f_{ЦВС_обр} = 6500$ МГц, и вклады звеньев при $n_l = 25$, $n = -3$, $f_{ГОЧ} = 96$ МГц - (б)

Из полученных графических зависимостей видно, что во всех рассмотренных случаях наибольший вклад в результирующую СПМ фазовых шумов вносит ГОЧ, который увеличивается с ростом частот образов выходного сигнала ЦВС.

Наименьший шумовой вклад в соответствии с рис. 3.4.1-3.4.6 также вносит фазовый детектор встроенного умножителя тактовой частоты на основе системы ФАПЧ. Применение ГОЧ с частотой, в четыре раза большей, чем в предыдущих случаях (96 МГц), позволило уменьшить коэффициент умножения встроенного умножителя тактовой частоты на основе системы ФАПЧ и, соответственно, улучшить шумовые характеристики всего формирователя сигналов на 18 дБн/Гц.

3.5 Влияние выходного умножителя частоты на уровень фазовых шумов формирователя сигналов с использованием образов основной частоты

Ранее было показано, что применение на выходе ЦВС после полосового фильтра умножителя частоты с небольшим коэффициентом умножения, равным, например, двум или трем, позволяет существенно увеличить число вариантов частотного планирования формирователя сигналов, использующего образы основной частоты ЦВС.

Рассчитаем шумовые характеристики формирователя сигналов, использующего образы основной частоты ЦВС и содержащего выходной транзисторный умножитель частоты, эквивалентная схема которого представлена на рис. 3.5.1.

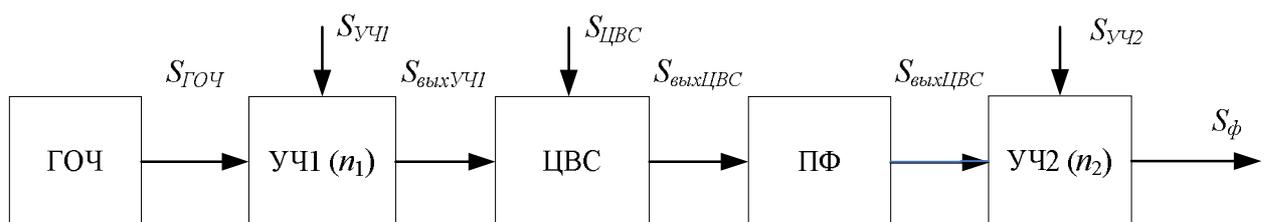


Рисунок 3.5.1 - Структурная схема формирователя сигналов с ЦВС, использующим образы основной частоты и выходным транзисторным умножителем частоты

Умножитель УЧ2 в общем случае реализуется в виде последовательного соединения умножителей частоты на транзисторах с коэффициентами умножения n_{2i} , равными 2, 3 или 5, причем $n_2 = \prod_i n_{2i}$ [148]. В случаях, когда коэффициент

умножения данного множителя некрatный 2, 3 или 5, вместо транзисторных каскадов необходимо использовать множитель на системе ФАПЧ.

Умножитель УЧ1 может быть также выполнен в виде отдельных дискретных транзисторных умножителей или может быть встроен в интегральный ЦВС и выполнен на основе системы ФАПЧ, шумовые свойства которого описаны в п. 3.4.

Математическая модель СПМ фазовых шумов сигнала на выходе умножителя УЧ2, выполненного в виде последовательно включенных транзисторных умножителей имеющего коэффициент умножения n_2 , имеет вид

$$S_{yч2}(F) = S_{yч21}(F) \cdot \frac{n_2^2}{n_{21}^2} + S_{yч22}(F) \cdot \frac{n_2^2}{n_{21}^2 n_{22}^2} + \dots, \quad (3.5.1)$$

Где $S_{yч2i}(F)$ - СПМ фазовых шумов i -того транзисторного умножителя частоты с коэффициентом умножения n_{1i} .

СПМ фазовых шумов умножителя выходной частоты ЦВС на транзисторах определяется как

$$S_{yч2i}(F) = n_{2i}^2 \frac{4kT}{P_{ci}} \left[1 + \frac{F_\alpha}{F} \right]. \quad (3.5.2)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – температура; P_c – мощность входного сигнала; F_α – граничная частота фликкерных шумов фазы (не более 10^4 Гц).

Приняв мощность входных сигналов P_{ci} одинаковой (далее в расчетах 5 мВт), преобразуем (3.5.1) к виду [148]

$$S_{yч2}(F) = S_{yчn2}(F) \cdot \left(1 + \frac{1}{n_{21}^2} + \frac{1}{n_{21}^2 n_{22}^2} + \dots + \frac{1}{n_{22}^2} \right). \quad (3.5.3)$$

Тогда выходные фазовые шумы всего формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС с учетом умножения выходной частоты синтезатора на n_2 будут определяться как

$$S_\phi(F) = S_{выхЦВС}(F) \cdot n_2^2 + S_{yч2}(F), \quad (3.5.4)$$

Проведем исследование шумовых характеристик формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС умножения выходной частоты синтезатора. Для этого, прежде всего, требуется провести частотное планирование формирователя сигналов, чтобы определить значения частот и коэффициентов звеньев различных блоков устройства. В качестве ЦВС использован синтезатор AD9910 с тактовой частотой $f_T \leq 1000$ МГц, частотой ГОЧ $f_{ГОЧ} = 24$ МГц, требуемой частотой на выходе формирователя $f_\Phi = 3000$ МГц и номерами используемых образов: $n = -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5$. Результаты частотного планирования сведены в табл. 3.5.1.

Таблица 3.5.1 – Результаты частотного планирования формирователя сигналов

n_2	n_1	N	$f_{ЦВС},$ МГц	$f_T,$ МГц	$K_{ЦВС}$	$f_{ЦВС_обр},$ МГц	n_2	n_1	n	$f_{ЦВС},$ МГц	$f_T,$ МГц	$K_{ЦВС}$	$f_{ЦВС_обр},$ МГц
5	14	-2	72	336	0,214	600	1	26	-5	120	624	0,192	3000
12	14	-1	86	336	0,256	250	6	26	-1	124	624	0,199	1000
36	14	0	83,33	336	0,248	83,33	19	26	0	157,9	624	0,253	150
4	14	2	78	336	0,232	750	4	26	1	126	624	0,202	750
3	15	-3	80	360	0,222	1000	6	27	-1	148	648	0,228	500
5	15	-2	120	360	0,333	600	19	27	0	157,9	648	0,244	157,9
33	15	0	90,909	360	0,253	90,909	4	27	1	102	648	0,157	750
2	15	4	60	360	0,167	1500	2	27	2	204	648	0,315	1500
10	16	-1	84	384	0,219	300	6	28	-1	172	672	0,256	500
31	16	0	96,77	384	0,252	96,77	18	28	0	166,7	672	0,248	166,7
6	16	1	116	384	0,302	500	2	28	2	156	672	0,232	1500
2	17	-4	132	408	0,324	1500	6	29	-1	196	696	0,282	500
4	17	-2	66	408	0,162	750	17	29	0	176,5	696	0,254	166,7
10	17	-1	108	408	0,265	300	2	29	2	108	696	0,155	1500
29	17	0	103,4	408	0,254	103,4	1	29	5	216	696	0,31	3000
6	17	1	92	408	0,225	500	6	30	-1	220	720	0,306	500
4	18	-2	114	432	0,264	750	17	30	0	176,5	720	0,245	176,5
9	18	-1	98,67	432	0,228	333,33	1	30	4	120	720	0,167	3000
28	18	0	107,14	432	0,248	107,14	5	31	-1	144	744	0,194	600
6	18	1	68	432	0,157	500	16	31	0	187,5	744	0,252	187,5
3	18	2	136	432	0,315	1000	3	31	1	256	744	0,344	1000
9	19	-1	122,67	456	0,269	333,33	5	32	-1	168	768	0,219	600
26	19	0	115,38	456	0,253	115,38	16	32	0	187,5	768	0,244	187,5
5	19	1	144	456	0,316	600	3	32	1	232	768	0,302	1000
3	19	2	88	456	0,193	1000	1	33	-4	168	792	0,219	3000
2	19	3	132	456	0,289	1500	5	33	-1	192	792	0,219	600
8	20	-1	105	480	0,219	375	16	33	0	200	792	0,244	200
25	20	0	120	480	0,25	120	3	33	1	208	792	0,302	1000
5	20	1	120	480	0,25	600	1	34	-4	264	816	0,324	3000
8	21	-1	129	504	0,256	375	2	34	-2	132	816	0,162	1500
24	21	0	125	504	0,248	125	5	34	-1	216	816	0,265	600
5	21	1	96	504	0,19	600	15	34	0	200	816	0,245	200
2	22	-3	84	528	0,159	1500	3	34	1	184	816	0,225	1000
8	22	-1	153	528	0,29	375	2	35	-2	180	840	0,214	1500
23	22	0	130,4	528	0,247	130,4	5	35	-1	240	840	0,286	600
2	23	-3	156	552	0,283	1500	14	35	0	214,3	840	0,255	200

Продолжение таблицы 3.5.1

n_2	n_1	N	$f_{ЦВС},$ МГц	$f_T,$ МГц	$K_{ЦВС}$	$f_{ЦВС_обр},$ МГц	n_2	n_1	n	$f_{ЦВС},$ МГц	$f_T,$ МГц	$K_{ЦВС}$	$f_{ЦВС_обр},$ МГц
3	23	-2	104	552	0,188	1000	3	35	1	160	840	0,19	1000
22	23	0	136,36	552	0,247	136,36	2	36	-2	228	864	0,264	1500
3	24	-2	152	576	0,264	1000	5	36	-1	264	864	0,306	600
21	24	0	142,86	576	0,248	142,86	14	36	0	214,3	864	0,248	214,3
4	24	1	174	576	0,302	750	3	36	1	136	864	0,157	1000
1	24	5	120	576	0,208	3000	2	37	-2	276	888	0,311	1500
3	25	-2	200	600	0,333	1000	5	37	-1	288	888	0,324	600
20	25	0	150	600	0,25	150	14	37	0	214,3	888	0,241	214,3
4	25	1	150	600	0,25	750							
4	38	-1	162	912	0,178	750	4	40	-1	210	960	0,219	750
24	38	0	230	912	0,253	0	13	40	0	230,8	960	0,24	230,8
1	38	3	264	912	0,289	3000							
4	39	-1	186	936	0,199	750	4	41	-1	234	984	0,238	750
24	39	0	230,8	936	0,247	230,8	12	41	0	250	984	0,254	250
1	39	3	192	936	0,205	3000							

Однако при частотном планировании реального формирователя сигналов требуется учитывать, что значения коэффициентов умножения n_2 выходного умножителя частоты ЦВС должны быть кратны 2, 3 и 5. В остальных случаях в качестве выходного умножителя с коэффициентом n_2 необходимо использовать умножитель на системе ФАПЧ, аналогичный умножителю тактовой частоты, встроенному в интегральный ЦВС на основе системы ФАПЧ. Диапазон значений коэффициента умножения n_1 тактового умножителя определяется диапазоном частот генератора, управляемого напряжением, и частотой ГОЧ.

Воспользовавшись рассчитанными значениями параметров устройства из табл. 3.5.1, проведено математическое моделирование СПМ фазовых шумов формирователя сигналов, как при использовании образов, так и при использовании основной частоты ЦВС на основе выражений (3.2.2), (3.4.1), 3.5.4). Результаты математического моделирования представлены на рис. 3.5.2- 3.5.3. Поскольку, исходя из заданных параметров формирователя, требовалось получить одинаковую выходную частоту устройства, то получившийся при моделировании коэффициент передачи ЦВС $K_{ЦВС}$ оказался различным при одном и том же значении тактовой частоты для различных частот образов.

Следует отметить, что СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при использовании различных образов основной частоты ЦВС и СПМ фазовых шумов

формирователя на основной частоте ЦВС совпадают. Это наглядно видно из рис. 3.5.2, 3.5.3. Однако, с практической точки зрения, использование образов позволяет уменьшить коэффициент умножения n_2 выходного умножителя частоты, т.е. сократить число транзисторных каскадов выходного умножителя формирователя.

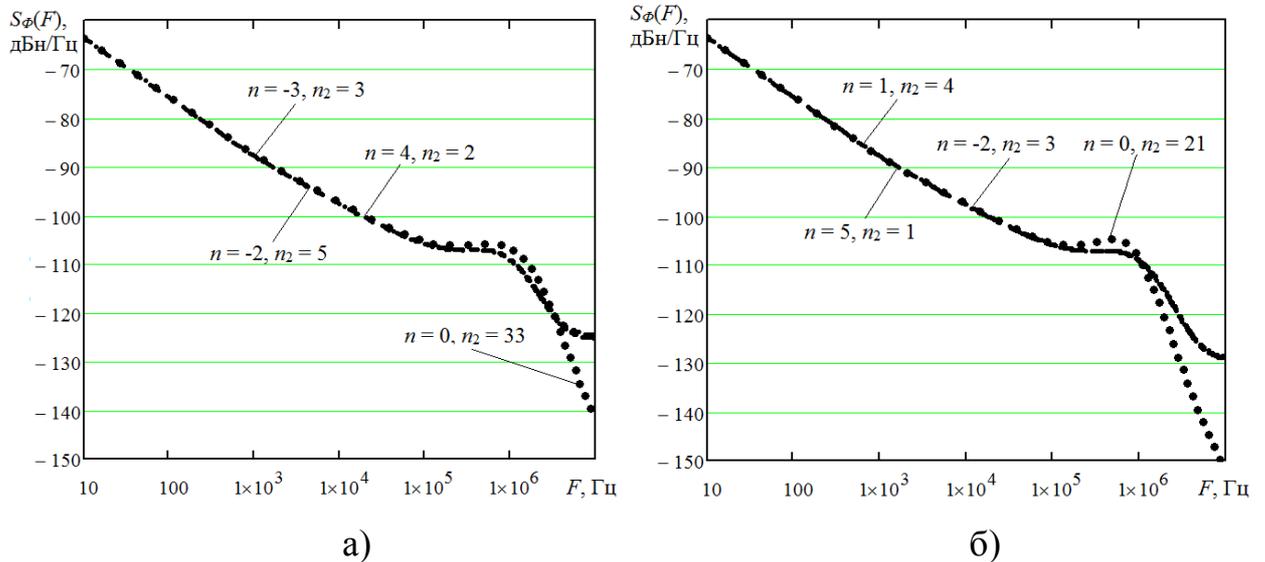


Рисунок 3.5.2- Сравнение СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при использовании образов основной частоты ЦВС для $f_\phi = 3000$ МГц: а) при $n_1 = 15$, $f_T = 360$ МГц; б) при $n_1 = 24$, $f_T = 576$ МГц

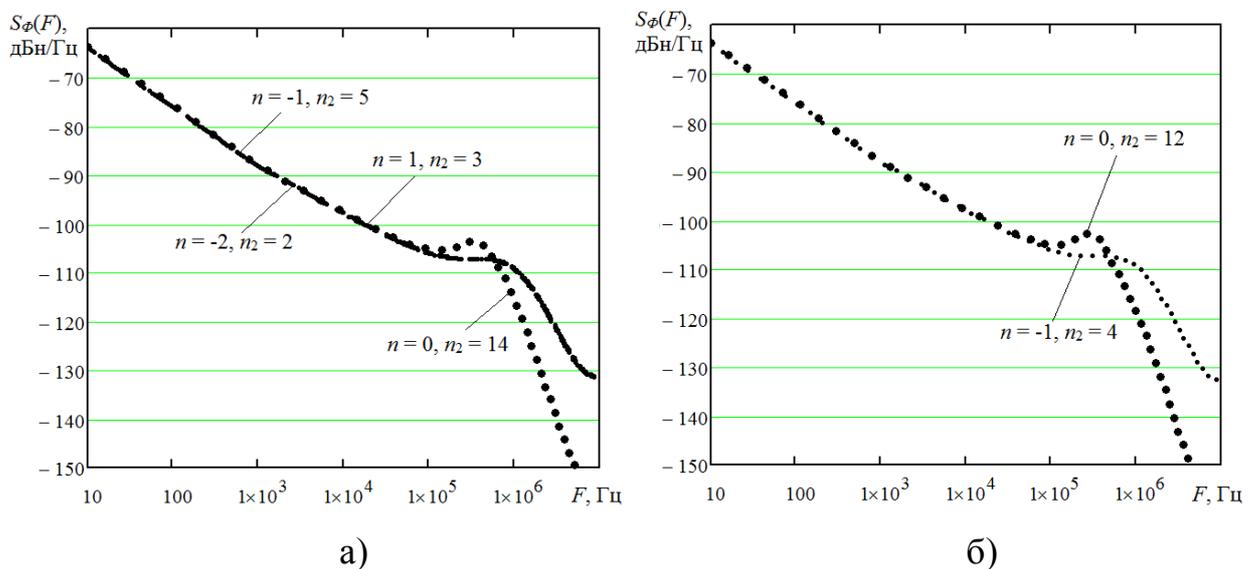


Рисунок 3.5.3 - Сравнение СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при использовании различных образов основной частоты ЦВС для $f_\phi = 3000$ МГц: а) при $n_1 = 35$, $f_T = 840$ МГц; б) при $n_1 = 41$, $f_T = 984$ МГц

Проведено моделирование СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при отключенном умножителе тактовой частоты. В этом случае сигнал с тактовой

частотой поступает напрямую от генератора опорной частоты на тактовый вход ЦВС AD9910, минуя умножитель тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ. Используя аналогичные значения тактовой частоты, для которых ранее проводилось моделирование СПМ фазовых шумов формирователя сигналов, получены результаты моделирования, представленные на рис. 3.5.4, 3.5.5.

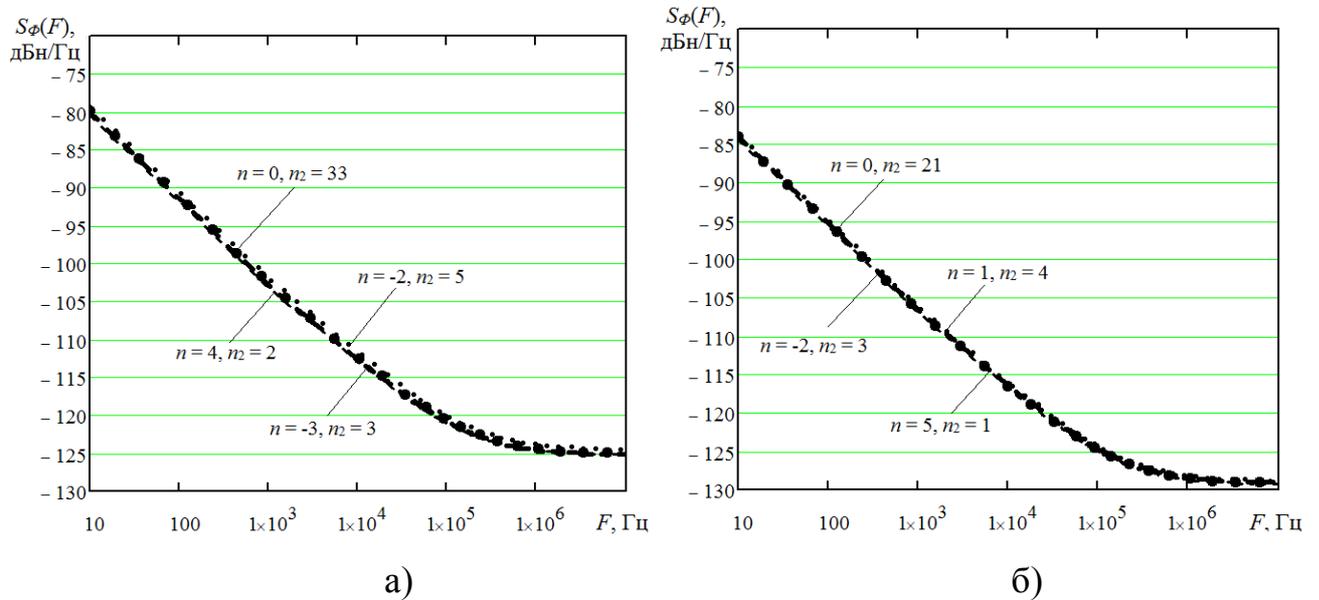


Рисунок 3.5.4 - Сравнение СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при использовании различных образов основной частоты ЦВС для $f_{\phi} = 3000$ МГц при отключенном тактовом умножителе при а) $f_T = 360$ МГц; б) $f_T = 576$ МГц

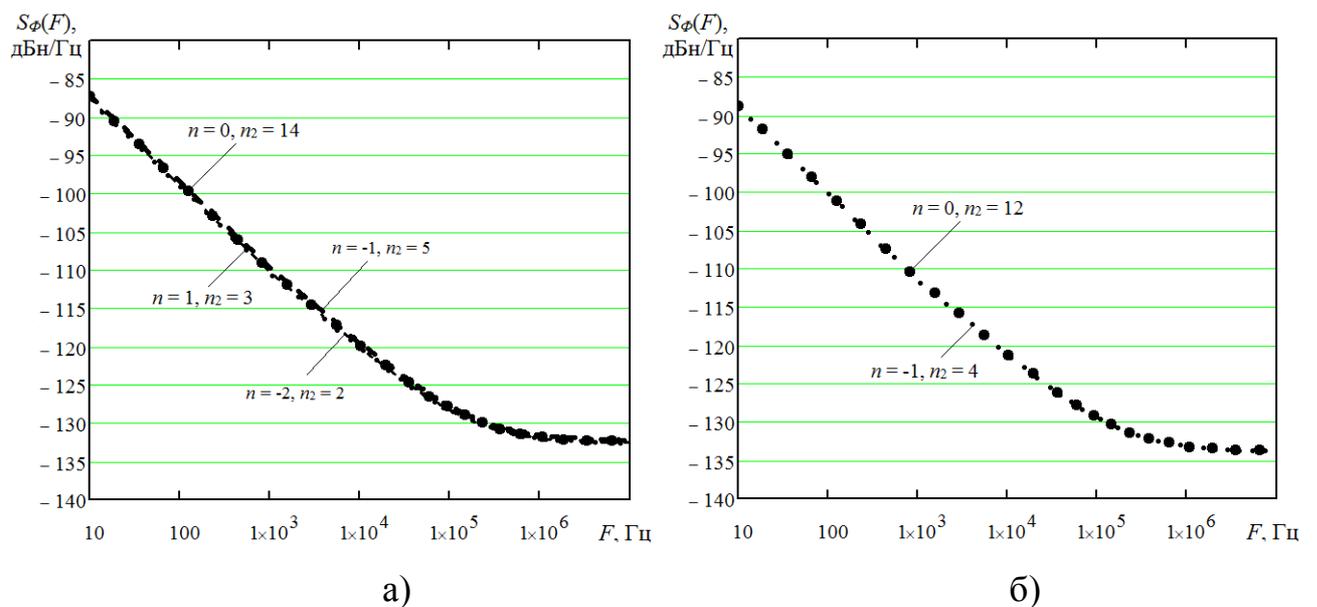


Рисунок 3.5.5 - Сравнение СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при использовании различных образов основной частоты ЦВС для $f_{\phi} = 3000$ МГц при отключенном тактовом умножителе при а) $f_T = 840$ МГц; б) $f_T = 984$ МГц

Отсутствие в схеме устройства умножителя тактовой частоты закономерно привело к снижению общего уровня фазовых шумов всего формирователя сигналов, использующего образы основной частоты ЦВС. Также проявилась ожидаемая зависимость СПМ фазовых шумов от тактовой частоты ЦВС, рост которой приводит к улучшению шумовых характеристик устройства.

Однако, СПМ фазовых шумов формирователя, как в случае использования основной частоты ЦВС, так и в случае использования ее образов, также как и в предыдущем случае совпадают. Имеются лишь незначительные отклонения СПМ фазовых шумов при использовании образов основной частоты ЦВС по сравнению с СПМ фазовых шумов на основной частоте синтезатора.

Таким образом, использование образов основной частоты ЦВС в формирователях когерентных сигналов в чистом виде (без применения каких-либо методов изменения уровня образов в спектре выходного сигнала ЦВС) на практике приводит к сокращению числа транзисторных каскадов выходных умножителей частоты. В наибольшей степени это касается формирователей, в которых требуется получить достаточно высокую выходную частоту, превышающую тактовую частоту ЦВС в 5-10 и более раз.

3.6 Влияние передискретизации выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора на спектральную плотность мощности фазовых шумов формирователей сигналов

Общий принцип передискретизации выходного сигнала ЦВС, и практическая схема передискретизатора, состоящая из преобразователя скважности и аналогового ключа, приведена в гл. 2, где показано схемотехническое моделирование работы данного устройства, выполненное средствами программы для моделирования Micro-cap.

Добавим в структурную схему формирователя сигналов, представленную на рис. 3.5.1, структурные блоки передискретизатора: преобразователь скважности (ПС) и аналоговый коммутатор (АК), и разработаем математическую модель шу-

мовых характеристик полученного устройства. На рис. 3.6.1 показана результирующая структурная схема формирователя сигналов с использованием передискретизации образов основной частоты ЦВС.

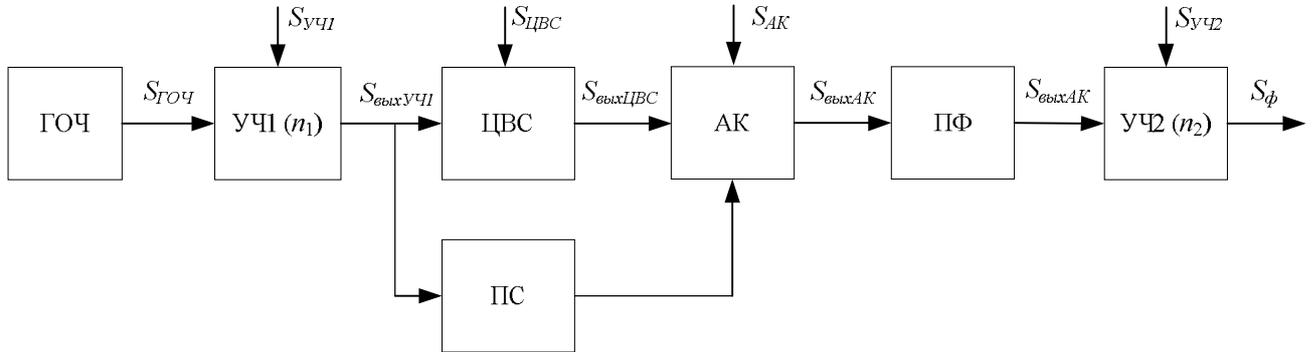


Рисунок 3.6.1 – Структурная схема формирователя сигналов с применением передискретизации выходного сигнала ЦВС

Математическая модель СПМ фазовых шумов, вносимых передискретизатором определяется как

$$S_{AK}(F) = \frac{10^{-14.5}}{F} + 10^{-17}, \quad (3.6.1)$$

Данное выражение характерно не только для собственных шумовых характеристик передискретизатора, но и для других устройств, выполненных на основе цифровых микросхем [24].

В статье [149] получены основные выражения, описывающие теорию работы передискретизатора выходного сигнала ЦВС. Коэффициент передачи аналогового коммутатора, который представляет собой отношение комплексной огибающей выходного сигнала к комплексной огибающей входного сигнала коммутатора имеет вид

$$K_{AK}(\omega, q) = 20 \lg \left(\frac{\dot{S}_{K0}(\omega)}{\dot{S}_{d0}(\omega)} \right) = 20 \lg \left(\frac{|\sin(\omega T / 2q)|}{|\sin(\omega T / 2)|} \right), \quad (3.6.2)$$

где T – период дискретизации, q – скважность импульсов передискретизатора.

Получим аналогичное соотношение для номеров образов основной частоты ЦВС. Для этого перейдем к циклической частоте

$$K_{AK}(f, q) = 20 \lg \left(\frac{|\sin(\pi f / f_T q)|}{|\sin(\pi f / f_T)|} \right), \quad (3.6.3)$$

Поскольку $f = f_T |n + K_{ЦВС}|$, тогда $f / f_T = |n + K_{ЦВС}|$ и соответственно

$$K_{AK}(f, q) = 20 \lg \left(\frac{\left| \sin \left(\pi \frac{|n + K_{ЦВС}|}{q} \right) \right|}{\left| \sin(\pi |n + K_{ЦВС}|) \right|} \right), \quad (3.6.4)$$

Данное соотношение характеризует коэффициент передачи аналогового коммутатора для выходного сигнала ЦВС. Коэффициент передачи по фазовым шумам является его обратной величиной. Поэтому, результирующий коэффициент передачи аналогового коммутатора для СПМ фазовых шумов определяется следующей формулой:

$$\frac{1}{K_{AK}} = \frac{\left| \sin(\pi |n + K_{ЦВС}|) \right|}{\left| \sin \left(\pi \frac{|n + K_{ЦВС}|}{q} \right) \right|}, \quad (3.6.5)$$

На рис. 3.6.2-3.6.4 приведены зависимости коэффициента передачи АК от скважности для различных номеров образов основной частоты ЦВС, полученные при $K_{ЦВС} = 0,05; 0,25; 0,4$.

Из графических зависимостей следует, что амплитуды гармоник образов основной частоты ЦВС значительно изменяются - уменьшается от -2,5 дБ и ниже в зависимости от используемой скважности. При этом для образов основной частоты ЦВС имеются некоторые области максимума амплитуды при определенных значениях скважности, что является главным результатом работы передискретизатора - имеется возможность увеличить отношение сигнал/шум устройства для выбранного номера образа, и, тем самым, снизить уровень фазовых шумов формирователя сигналов.

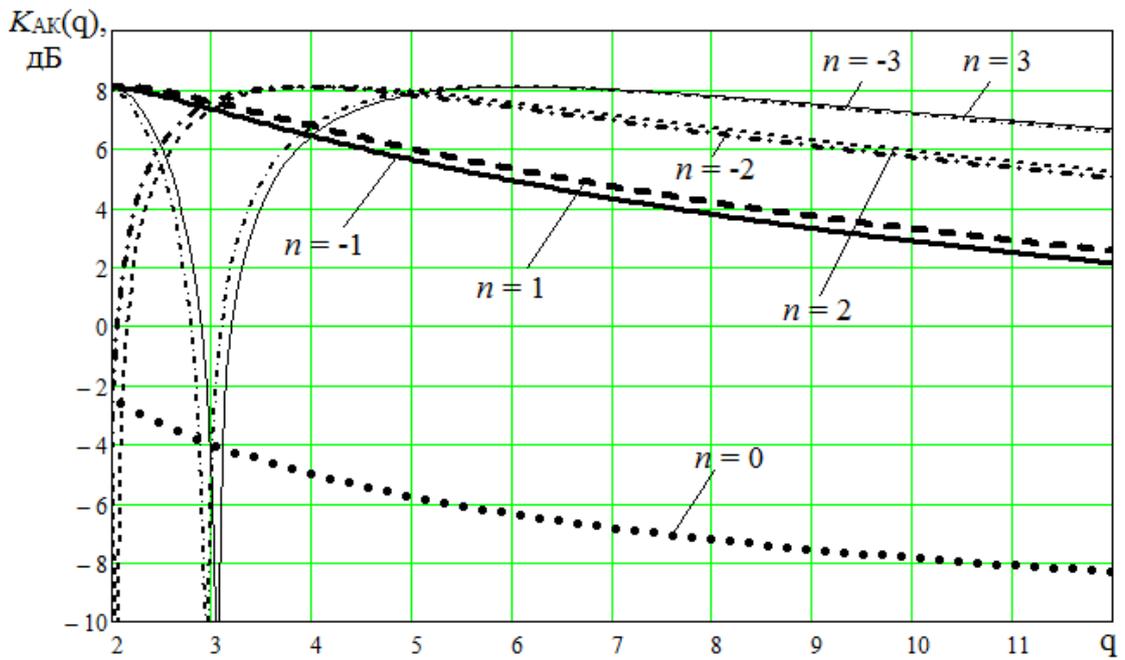


Рисунок 3.6.2 – Зависимость коэффициента передачи АК от скважности для различных номеров образов основной частоты ЦВС при $K_{\text{ЦВС}} = 0,05$

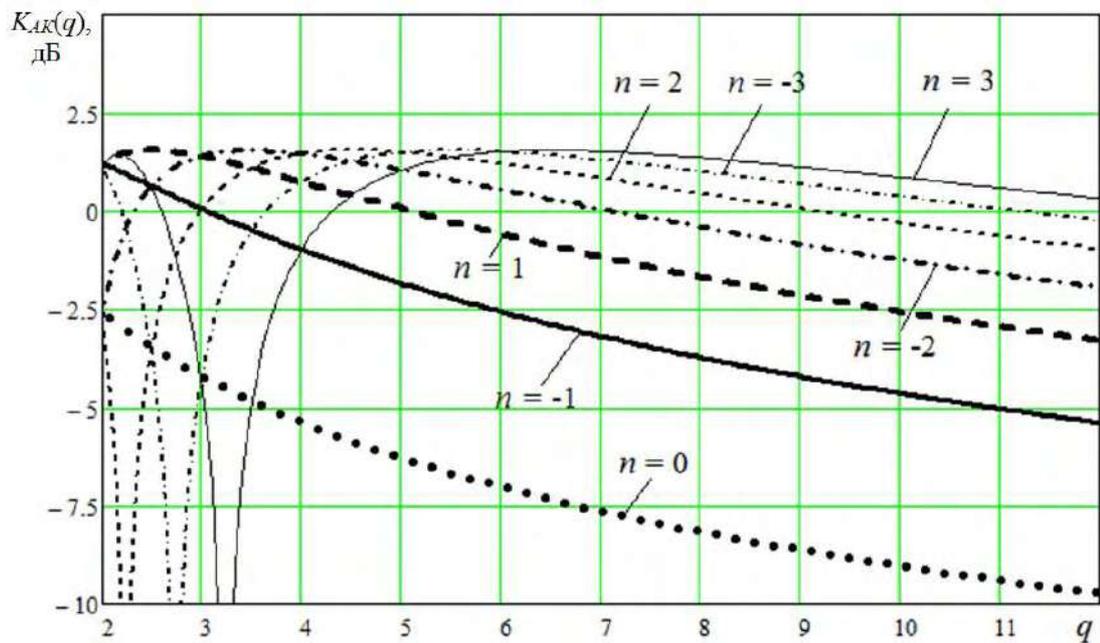


Рисунок 3.6.3 – Зависимость коэффициента передачи АК от скважности для различных номеров образов основной частоты ЦВС при $K_{\text{ЦВС}} = 0,25$

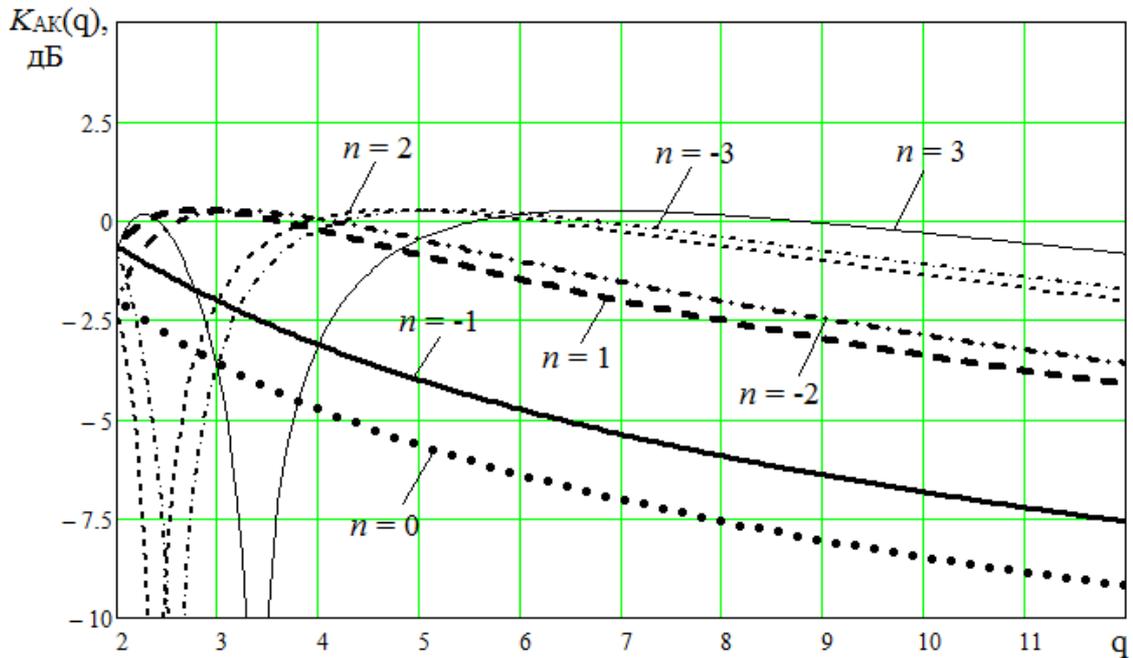


Рисунок 3.6.4 – Зависимость коэффициента передачи АК от скважности для различных номеров образов основной частоты ЦВС при $K_{\text{ЦВС}} = 0,4$

Следует также отметить, что при минимальном $K_{\text{ЦВС}}$, равном 0,05, наблюдается максимальное увеличение амплитуды при передискретизации – 8 дБ, и наоборот, увеличение $K_{\text{ЦВС}}$ до уровня 0,4 приводит к уменьшению степени изменения амплитуды гармоник образов практически до 0 дБ.

Таким образом, выходные фазовые шумы АК можно записать как

$$S_{\text{выхАК}}(F) = S_{\text{выхЦВС}}(F) \cdot \frac{1}{K_{\text{АК}}^2} + S_{\text{АК}}(F), \quad (3.6.6)$$

а выходные фазовые шумы всего формирователя сигналов с использованием передискретизации и образов основной частоты ЦВС и учетом умножения частоты на n_2

$$S_{\Phi_АК}(F) = S_{\text{выхАК}}(F) \cdot n_2^2 + S_{\text{УЧ}_2}(F), \quad (3.6.7)$$

Результаты математического моделирования СПМ фазовых шумов формирователя сигналов с передискретизацией и использованием образов основной частоты ЦВС приведены на рис. 3.6.5-3.6.6 для выходной частоты устройства $f_{\Phi} = 3000$ МГц при отключенном умножителе тактовой частоты на основе системы ФАПЧ.

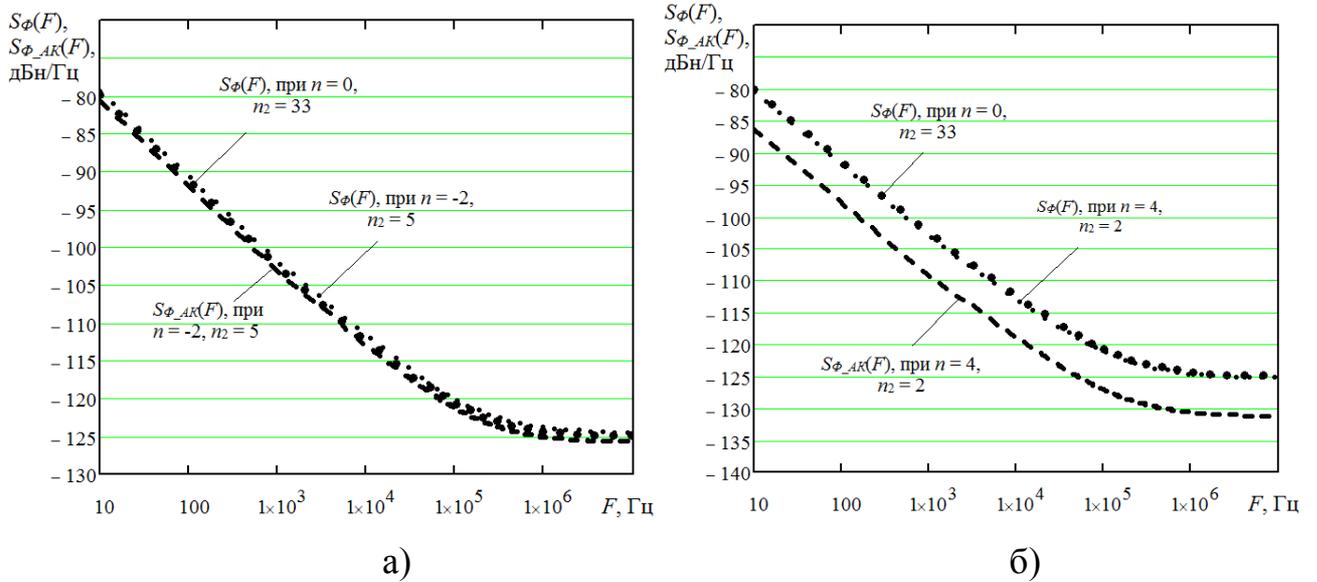


Рисунок 3.6.5 - Сравнение СПМ фазовых шумов формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС при наличии и отсутствии передискретизации выходного сигнала синтезатора при $f_T = 360$ МГц:

а) $n = -2, q = 3,35$; б) $n = 4, q = 2,8$

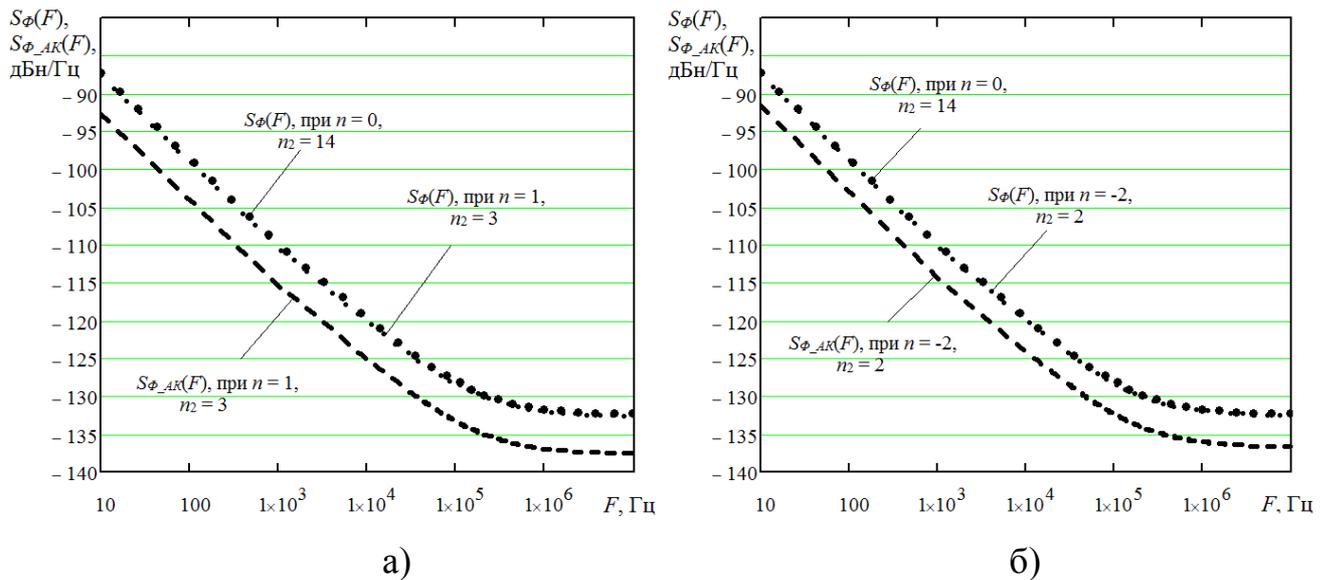


Рисунок 3.6.6 - Сравнение СПМ фазовых шумов формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС при наличии и отсутствии передискретизации выходного сигнала синтезатора при $f_T = 840$ МГц:

а) $n = 1, q = 2,4$; б) $n = -2, q = 3,55$.

Из рис. 3.6.3-3.6.4 видно, что использование передискретизации позволяет значительно снизить уровень фазовых шумов формирователя сигналов. Однако,

для максимально возможного улучшения шумовых характеристик требуется оптимизация выбора среди вариантов частотного планирования, значения скважности передискретизирующих импульсов. Наилучшим из представленных вариантов с точки зрения уровня фазовых шумов является случай, изображенный на рис. 3.6.4а, где передискретизация позволяет снизить уровень фазовых шумов формирователя сигналов на 5-6 дБ во всей полосе отстроек от несущей частоты.

3.7 Выводы

1. Исследована математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифрового вычислительного синтезатора на основной частоте выходного сигнала при наличии и отсутствии встроенного умножителя тактовой частоты на основе системы фазовой автоподстройки частоты.

2. Разработана и исследована математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифрового вычислительного синтезатора, использующего образы основной частоты, проведено ее экспериментальное подтверждение, показавшее высокую степень точности описания шумовых характеристик.

3. Исследовано влияние умножителя тактовой частоты на уровень фазовых шумов формирователя сигналов, показавшее необходимость использования максимально возможной тактовой частоты цифрового вычислительного синтезатора для минимизации уровня фазовых шумов. Установлено, что при использовании образов основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, нормированные к одинаковой частоте шумовые характеристики обладают одинаковым уровнем фазовых шумов.

4. Использование образов основной частоты цифрового вычислительного синтезатора в формирователях когерентных сигналов приводит к сокращению числа транзисторных каскадов выходных умножителей частоты.

5. Использование передискретизатора выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора позволяет увеличить отношение сигнал/шум для гармо-

ник выбранных образов, и, тем самым, получить преимущество от их использования по шумовым характеристикам на 5-6 дБ. Установлено, что наибольшее увеличение амплитуды образов при использовании передискретизации происходит при минимальных значениях коэффициента передачи цифрового вычислительного синтезатора.

ГЛАВА 4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ РАДИОСИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБРАЗОВ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ

4.1 Определение параметров формирователей сигналов радиосистемы, использующей образы основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов

Рассмотрим особенности проектирования и моделирования многоканального формирователя когерентных сигналов радиосистемы, использующей образы основной частоты ЦВС, с заданными техническими параметрами (табл. 4.1.1) от одного высокостабильного генератора опорной частоты [150-157].

Таблица 4.1.1. - Исходные данные для проектирования радиосистемы

Порядковый номер формирователя сигналов	Диапазон частот выходного сигнала, МГц	Средняя частота выходного сигнала, f_{ϕ} МГц	Частота ГОЧ, МГц
<i>Формирователь №1</i>	815...935	875	24
<i>Формирователь №2</i>	1610...1730	1670	24
<i>Формирователь №3</i>	1350...1470	1410	24
<i>Формирователь №4</i>	2025...2205	2115	24

На основе данных табл. 4.1.1 можно изобразить обобщенную структурную схему тракта формирования сигналов разрабатываемой радиосистемы, показанную на рис. 4.1.1. Каждый канал формирования сигналов радиосистемы состоит из собственного умножителя тактовой частоты (УЧ1_1 - УЧ1_4), с коэффициентом умножения n_1 ; ЦВС (ЦВС1 - ЦВС4); фильтра (ПФ или ФНЧ в зависимости от номера используемого образа основной частоты n) и выходного умножителя частоты (УЧ2_1 - УЧ2_4) с коэффициентом умножения n_2 . Кроме того, в каждый из каналов формирования может быть добавлен передискретизатор выходного сигнала ЦВС, размещаемый непосредственно перед ПФ соответствующего канала. Данный передискретизатор может применяться

только при использовании образов основной частоты ЦВС, то есть в тех случаях, когда $n \neq 0$.

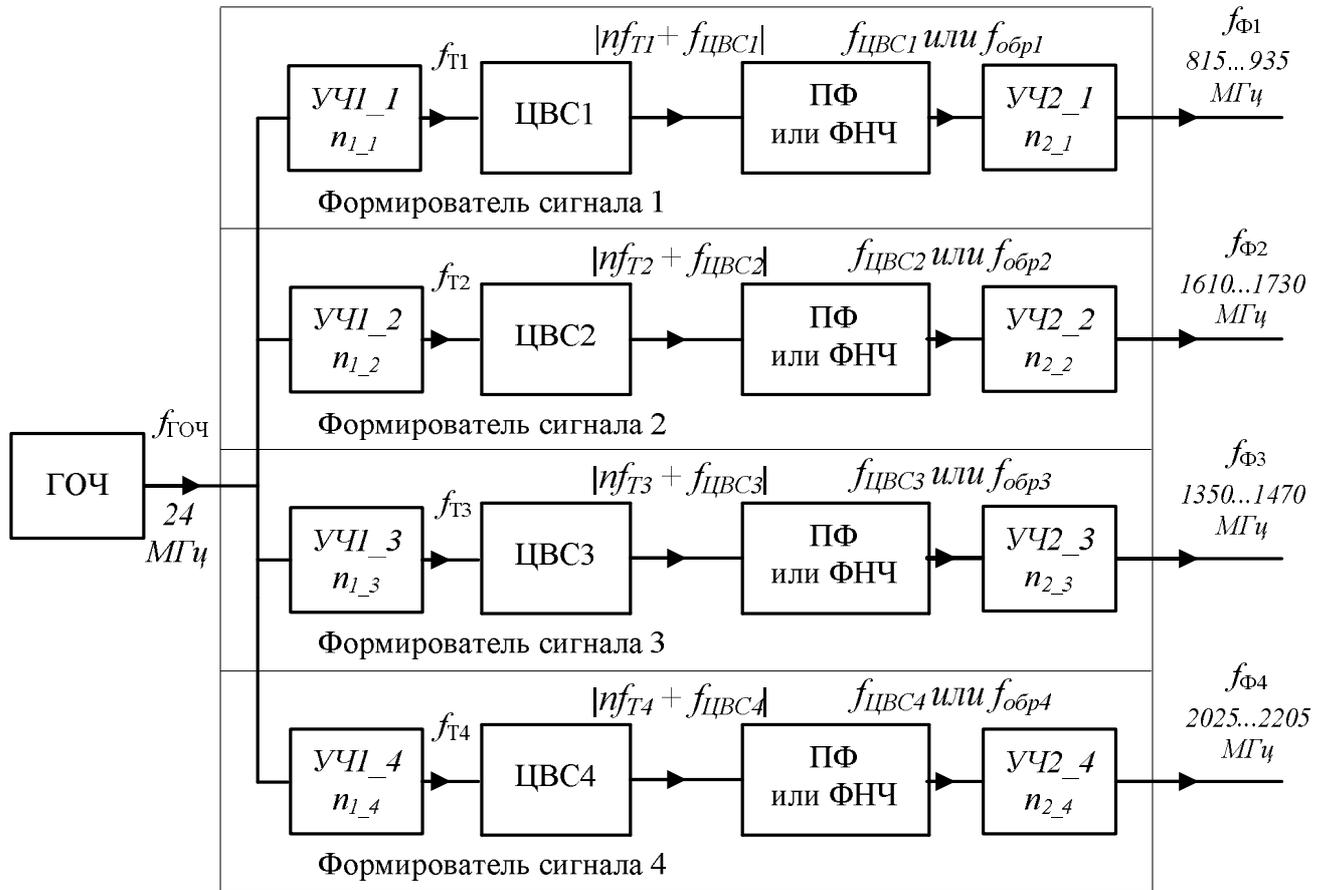


Рисунок 4.1.1 – Обобщенная структурная схема тракта формирования сигналов радиосистемы

Проектирование и исследование данного тракта будет проведено для средних значений из диапазона выходных частот каждого канала формирования. В качестве ЦВС будет использован интегральный синтезатор AD9910.

Результаты частотного планирования исследуемого тракта формирования сигналов радиосистемы для каждого из четырех каналов, полученные с использованием разработанного во 2 гл. специализированного программного комплекса, показаны в табл. 4.1.2 - 4.1.5.

Таблица 4.1.2 - Результаты частотного планирования первого канала формирования сигналов ($f_{\phi 1} = 875$ МГц)

n_{2_1}	n_{1_1}	N	$f_{ЦВС1}$, МГц	$f_{Г1}$, МГц	$K_{ЦВС1}$	$f_{обр1}$, МГц	n_{2_1}	n_{1_1}	N	$f_{ЦВС1}$, МГц	$f_{Г1}$, МГц	$K_{ЦВС1}$	$f_{обр1}$, МГц
10	14	0	87,5	336	0,26	87,5	6	25	0	145,8	600	0,243	145,8
2	14	1	101,5	336	0,302	437,5	2	26	-1	186,5	624	0,299	437,5
3	15	-1	68,33	360	0,19	291,7	6	26	0	145,8	624	0,234	145,8
10	15	0	87,5	360	0,243	87,5	2	27	-1	210,5	648	0,325	437,5
2	15	1	77,5	360	0,215	437,5	5	27	0	175	648	0,27	175
3	16	-1	92,33	384	0,24	291,7	2	28	-1	234,5	672	0,349	437,5
9	16	0	97,22	384	0,253	97,22	5	28	0	175	672	0,26	175
1	16	2	107	384	0,279	875	1	28	1	203	672	0,302	875
3	17	-1	116,3	408	0,285	291,7	5	29	0	175	696	0,251	175
9	17	0	97,22	408	0,238	97,22	1	29	1	179	696	0,257	875
3	18	-1	140,3	432	0,325	291,7	5	30	0	175	720	0,243	175
8	18	0	109,4	432	0,253	109,4	1	30	1	155	720	0,215	875
8	19	0	109,4	456	0,24	109,4	5	31	0	175	744	0,235	175
1	20	-2	85	480	0,177	875	1	31	1	131	744	0,176	875
7	20	0	125	480	0,26	125	5	32	0	175	768	0,228	175
1	21	-2	133	504	0,264	875	4	33	0	218,8	792	0,276	218,8
7	21	0	125	504	0,248	125	4	34	0	218,8	816	0,268	218,8
1	22	-2	181	528	0,343	875	4	35	0	218,8	840	0,26	218,8
2	22	-1	90,5	528	0,171	437,5	4	36	0	218,8	864	0,253	218,8
7	22	0	125	528	0,237	125	4	37	0	218,8	888	0,246	218,8
2	23	-1	114,5	552	0,207	437,5	4	38	0	218,8	912	0,24	218,8
6	23	0	145,8	552	0,264	145,8	4	39	0	218,8	936	0,234	218,8
2	24	-1	138,5	576	0,24	437,5	4	40	0	218,8	960	0,228	218,8
6	24	0	145,8	576	0,253	145,8	4	41	0	218,8	984	0,222	218,8
2	25	-1	162,5	600	0,271	437,5							

Из табл. 4.1.2 - 4.1.5 видно, что наибольшее число вариантов частотного планирования соответствует формирователю сигналов с большей выходной частотой, а именно 2115 МГц.

Согласно обобщенной структурной схеме исследуемого тракта радиосистемы (рис. 4.1.1) рассмотрим и сравним два варианта построения каналов формирования сигналов: с использованием образов основной частоты ЦВС и передискретизацией выходного сигнала или с использованием основной частоты ЦВС и применением ее последующего умножения транзисторными каскадами с общим коэффициентом умножения $n_2 = 12$.

Таблица 4.1.3 - Результаты частотного планирования второго канала
формирования сигналов ($f_{\phi 2} = 1670$ МГц)

n_{2_2}	n_{1_2}	N	$f_{ЦВС2},$ МГц	$f_{T2},$ МГц	$K_{ЦВС2}$	$f_{обр2},$ МГц	n_{2_2}	n_{1_2}	N	$f_{ЦВС2},$ МГц	$f_{T2},$ МГц	$K_{ЦВС2}$	$f_{обр2},$ МГц
3	14	-2	115,3	336	0,343	556,7	1	26	-3	202	624	0,324	1670
20	14	0	83,5	336	0,249	83,5	4	26	-1	206,5	624	0,331	417,5
4	14	1	81,5	336	0,243	417,5	11	26	0	151,8	624	0,243	151,8
6	15	-1	81,67	360	0,227	278,3	2	26	1	211	624	0,338	835
19	15	0	87,89	360	0,244	87,89	10	27	0	167	648	0,258	167
4	15	1	57,5	360	0,16	417,5	2	27	1	187	648	0,289	835
2	15	2	115	360	0,319	835	3	28	-1	115,3	672	0,172	556,7
6	16	-1	105,7	384	0,275	278,3	10	28	0	167	672	0,249	167
17	16	0	98,24	384	0,256	98,24	2	28	1	163	672	0,243	835
2	16	2	67	384	0,174	835	3	29	-1	139,3	696	0,2	556,7
1	16	4	116	384	0,349	1670	10	29	0	167	696	0,24	166,7
5	17	-1	74	408	0,181	334	2	29	1	139	696	0,2	835
16	17	0	104,4	408	0,256	104,4	3	30	-1	163,3	720	0,227	556,8
5	18	-1	98	432	0,227	334	9	30	0	185,6	720	0,258	185,6
15	18	0	111,3	432	0,258	111,3	2	30	1	115	720	0,16	835
3	18	1	124,7	432	0,289	556,7	1	30	2	1230	720	0,319	1670
1	19	-4	154	456	0,338	1670	3	31	-1	187,3	744	0,252	556,7
2	19	-2	77	456	0,169	835	9	31	0	185,6	744	0,249	185,6
5	19	-1	122	456	0,268	334	1	31	2	182	744	0,245	1670
15	19	0	111,3	456	0,244	111,3	3	32	-1	211,3	768	0,275	556,7
3	19	1	100,7	456	0,221	556,7	9	32	0	185,6	768	0,242	185,6
2	20	-2	125	480	0,26	835	2	32	2	134	768	0,174	1670
5	20	-1	146	480	0,304	334	3	33	-1	235,3	792	0,297	556,7
14	20	0	119,3	480	0,249	119,3	8	33	0	208,7	792	0,264	208,7
2	20	1	76,67	480	0,16	556,7	3	34	-1	259,3	816	0,318	556,7
2	21	-2	173	504	0,343	835	8	34	0	208,7	816	0,264	208,7
4	21	-1	86,5	504	0,172	417,5	3	35	-1	283,3	840	0,337	556,7
13	21	0	128,5	504	0,255	128,5	8	35	0	208,7	840	0,249	208,7
3	21	3	158	504	0,313	1670	8	36	0	208,7	864	0,242	208,7
4	22	-1	110,5	528	0,209	417,5	8	36	0	208,7	888	0,235	208,7
13	22	0	128,5	528	0,243	128,5	1	38	-2	154	912	0,178	750
3	22	1	86	528	0,163	1670	7	38	0	238,6	912	0,262	238,6
4	23	-1	134,5	552	0,244	417,5	1	39	-2	202	936	0,216	1670
12	23	0	139,2	552	0,252	139,2	7	39	0	238,6	936	0,255	238,6
4	24	-1	158,5	576	0,275	417,5	1	40	-2	250	960	0,26	1670
12	24	0	139,2	576	0,242	139,2	7	40	0	238,6	960	0,249	238,6
1	25	-3	130	600	0,217	1670	1	41	-2	298	984	0,303	1670
4	25	-1	182,5	600	0,304	417,5	2	41	-1	149	984	0,151	835
11	25	0	150	600	0,253	151,8	7	41	0	238	984	0,242	238,6

Таблица 4.1.4 - Результаты частотного планирования третьего канала
формирования сигналов ($f_{\phi 3} = 1410$ МГц)

$n_{2,3}$	$n_{1,3}$	N	$f_{ЦВС3},$ МГц	$f_{Т3},$ МГц	$K_{ЦВС3}$	$f_{обр3},$ МГц	$n_{2,3}$	$n_{1,3}$	N	$f_{ЦВС3},$ МГц	$f_{Т3},$ МГц	$K_{ЦВС3}$	$f_{обр3},$ МГц
6	14	-1	101	336	0,301	235	3	26	-1	154	624	0,247	470
17	14	0	82,94	336	0,247	82,94	9	26	0	156,7	624	0,251	156,7
1	14	4	66	336	0,196	1410	1	26	2	162	624	0,26	1410
5	15	-1	78	360	0,217	282	3	27	-1	178	648	0,275	470
16	15	0	88,13	360	0,245	88,13	9	27	0	156,7	648	0,242	156,7
3	15	1	110	360	0,306	470	1	27	2	114	648	0,176	1410
1	16	-4	126	384	0,328	1410	3	28	-1	202	672	0,301	470
2	16	-2	63	384	0,164	705	8	28	0	176,3	672	0,262	176,3
5	16	-1	102	384	0,161	282	3	29	-1	226	696	0,325	470
15	16	0	94	384	0,245	94	8	29	0	176,3	696	0,253	176,3
3	16	1	86	384	0,224	470	3	30	-1	250	720	0,347	470
2	17	-2	111	408	0,272	705	7	30	0	176,3	720	0,245	176,3
5	17	-1	126	408	0,309	282	8	31	0	176,3	744	0,237	176,3
14	17	0	100,7	408	0,247	100,7	1	32	-2	126	768	0,164	1410
3	17	1	62	408	0,152	470	7	32	0	201,4	768	0,262	201,4
4	18	-1	79,5	432	0,184	352,5	1	33	-2	174	792	0,174	1410
13	18	0	108,5	432	0,251	108,5	7	33	0	201,4	792	0,201	201,4
1	18	3	114	432	0,264	1410	1	34	-2	222	816	0,272	1410
4	19	-1	103,5	456	0,227	352,5	7	34	0	201,4	816	0,247	201,4
12	19	0	117,5	456	0,258	117,5	1	35	-2	270	840	0,321	1410
4	20	-1	127,5	480	0,266	352,5	2	35	-1	135	840	0,161	705
12	20	0	117,5	480	0,245	117,5	7	35	0	201,4	840	0,24	201,4
1	21	-3	102	504	0,202	1410	2	36	-1	159	864	0,184	705
4	21	-1	151,5	504	0,301	352,5	7	36	0	201,4	864	0,233	201,4
11	21	0	128,2	504	0,254	128,2	2	37	-1	183	888	0,206	705
1	22	-3	174	528	0,33	1410	6	37	0	235	888	0,265	235
4	22	-1	175,5	528	0,332	352,5	2	38	-1	207	912	0,227	705
11	22	0	128,2	528	0,243	128,2	6	38	0	235	912	0,258	235
2	22	1	177	528	0,335	705	2	39	-1	231	936	0,247	705
10	23	0	141	552	0,255	141	6	39	0	235	936	0,251	235
2	23	1	153	552	0,277	705	2	40	-1	255	960	0,266	705
3	24	-1	106	576	0,184	470	6	40	0	235	960	0,245	235
10	24	0	141	576	0,245	141	2	41	-1	279	984	0,284	705
2	24	2	129	576	0,224	705	6	41	0	235	984	0,239	235
3	25	-1	130	600	0,217	470							
9	25	0	143,1	600	0,239	143,1							
2	25	1	105	600	0,175	705							

Таблица 4.1.5 - Результаты частотного планирования четвертого канала формирования сигналов ($f_{\phi 4} = 2115$ МГц)

n_{2_4}	n_{1_4}	N	$f_{ЦВС4}$, МГц	$f_{Г4}$, МГц	$K_{ЦВС4}$	$f_{обр4}$, МГц	n_{2_4}	n_{1_4}	N	$f_{ЦВС4}$, МГц	$f_{Г4}$, МГц	$K_{ЦВС4}$	$f_{обр4}$, МГц
8	14	-1	71,62	336	0,213	264,4	2	26	-2	190,5	624	0,305	1058
25	14	0	84,6	336	0,252	82,94	5	26	-1	201	624	0,322	423
5	14	1	87	336	0,259	423	14	26	0	151,1	624	0,242	1511
8	15	-1	95,63	360	0,266	264,4	4	27	-1	119,2	648	0,184	528,7
24	15	0	88,13	360	0,245	88,13	13	27	0	162,7	648	0,251	162,7
5	15	1	63	360	0,175	423	1	27	3	171	648	0,264	2115
2	16	-3	94,5	384	0,246	1058	4	28	-1	143,3	672	0,213	528,7
3	16	-2	63	384	0,164	705	13	28	0	162,7	672	0,242	162,7
7	16	-1	81,86	384	0,213	302,1	4	29	-1	167,3	696	0,24	528,7
22	16	0	96,14	384	0,25	96,14	12	29	0	176,3	696	0,253	176,3
3	17	-2	111	408	0,272	705	4	30	-1	191,3	720	0,266	528,7
7	17	-1	105,9	408	0,259	302,1	12	30	0	176,3	720	0,245	176,3
21	17	0	100,7	408	0,247	100,7	1	31	-3	117	744	0,157	2115
4	17	1	120,8	408	0,296	528	4	31	-1	215,2	744	0,289	528,7
1	17	5	75	408	0,184	2115	11	31	0	192,3	744	0,258	192,3
7	18	-1	129,9	432	0,301	302,1	1	32	-3	189	768	0,246	2115
20	18	0	105,8	432	0,245	108,5	4	32	-1	239,3	768	0,312	528,7
4	18	1	96,75	432	0,224	528,7	11	32	0	192,3	768	0,25	192,3
6	19	-1	103,5	456	0,227	352,5	1	33	-3	261	792	0,33	2115
19	19	0	111,3	456	0,244	111,3	4	33	-1	263,2	792	0,332	528,7
4	19	1	72,75	456	0,16	528,7	11	33	0	192,3	792	0,243	192,3
2	19	2	145,5	456	0,319	105,8	2	33	1	265,5	792	0,335	105,8
6	20	-1	127,5	480	0,266	352,5	10	34	0	211,5	816	0,259	2115
18	20	0	117,5	480	0,245	117,5	2	34	1	241,5	816	0,296	1058
2	20	1	97,5	480	0,203	1058	3	35	-1	135	840	0,161	705
6	21	-1	151,5	504	0,301	352,5	10	35	0	211,5	840	0,252	2115
11	21	0	124,4	504	0,247	124,4	2	35	1	217,5	840	0,259	1058
1	21	4	99	504	0,196	2115	2	36	-1	159	864	0,184	705
5	22	-1	105	528	0,199	423	7	36	0	211,5	864	0,245	2115
16	22	0	132,2	528	0,25	132,2	2	36	1	193,5	864	0,224	1058
3	22	1	177	528	0,335	705	3	37	-1	183	888	0,206	705
1	23	-4	93	552	0,168	2115	10	37	0	211,5	888	0,238	211,5
5	23	-1	129	552	0,234	423	2	37	1	169,5	888	0,191	1058
15	23	0	141	552	0,255	141	3	38	-1	207	912	0,227	705
3	23	1	153	552	0,277	705	9	38	0	235	912	0,258	235
1	24	-4	189	576	0,328	2115	2	38	1	145,5	912	0,16	1058
2	24	-2	945	576	0,164	1058	1	38	2	291	912	0,319	2115
5	24	-1	153	576	0,266	423	3	39	-1	231	936	0,247	705
15	24	0	141	576	0,245	141	9	39	0	235	936	0,251	235
3	24	2	129	576	0,224	705	1	39	2	243	936	0,26	2115
3	25	-1	130	600	0,217	470	3	40	-1	255	960	0,266	705
9	25	0	143,1	600	0,239	143,1	9	40	0	235	960	0,245	235
2	25	1	105	600	0,175	705	1	40	2	195	960	0,203	2115
							3	41	-1	279	984	0,284	705
							9	41	0	235	984	0,239	235

На рис. 4.1.2 в качестве примера показаны структурные схемы обоих вариантов построения второго канала формирования сигналов с выходной

частотой 1670 МГц для вариантов частотного планирования с тактовой частотой ЦВС 600 МГц (табл. 4.1.5).

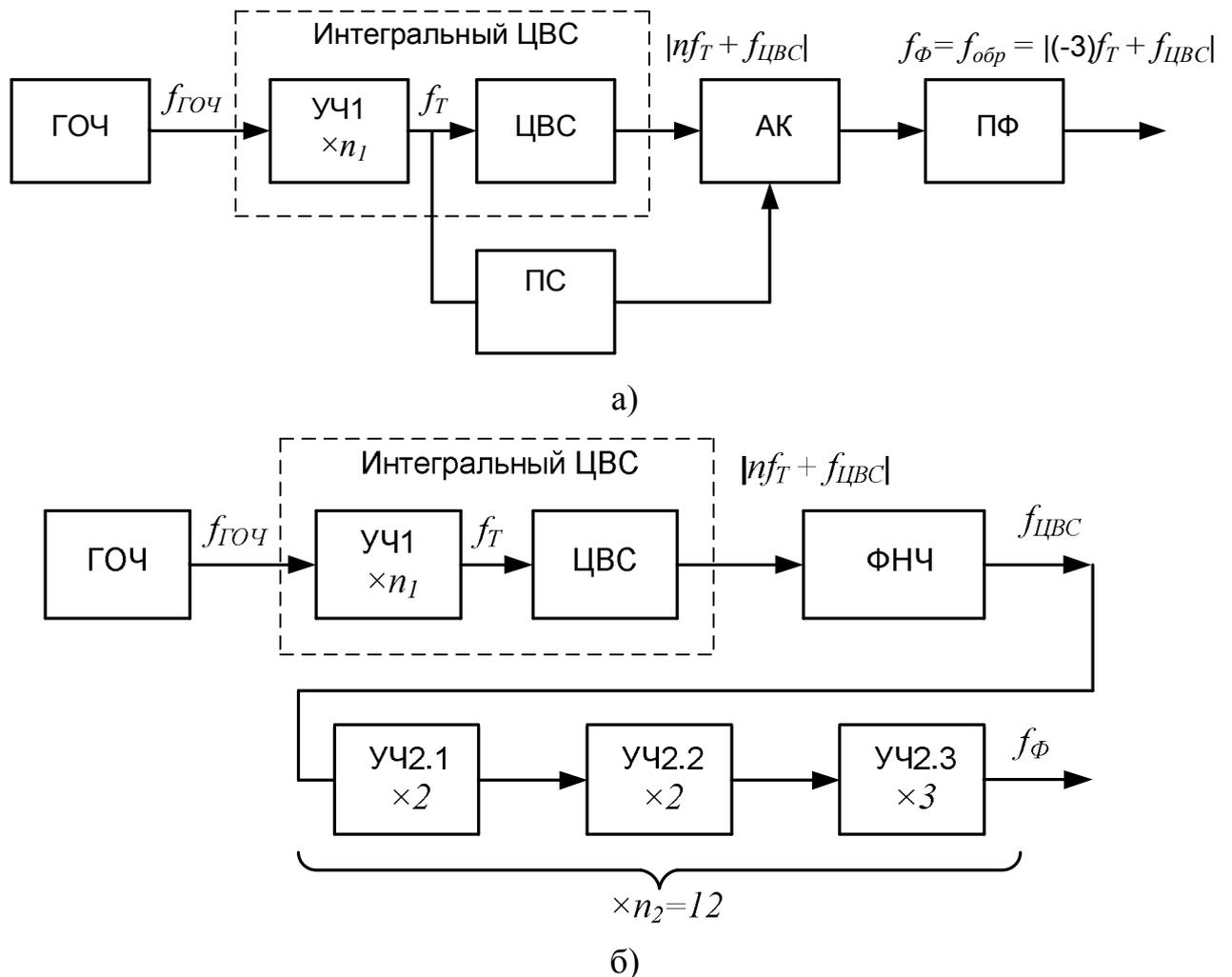


Рисунок 4.1.2 – Структурные схемы второго канала формирования сигналов:

а) с использованием $n = -3$ образа основной выходной частоты ЦВС и передискретизацией и б) с использованием основной частоты ЦВС и применением ее последующего умножения транзисторными каскадами

Таблица 4.1.5 – Варианты частотного планирования второго канала формирования сигналов радиосистемы

n_{2_2}	n_{1_2}	N	$f_{ЦВС2}$, МГц	f_{T2} , МГц	$K_{ЦВС2}$	$f_{обр2}$, МГц
1	25	-3	130	600	0,217	1670
12	25	0	139,16	600	0,232	139,16

Структурные схемы каналов формирования сигналов исследуемой радиосистемы для других вариантов частотного планирования строятся аналогичным образом. При этом меняются лишь параметры частотного плана и число каскадов выходного транзисторного умножителя.

4.2 Моделирование шумовых характеристик формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов

Для получения математических моделей СПМ фазовых шумов исследуемых формирователей сигналов воспользуемся разработанными в гл. 3 математическими моделями СПМ фазовых шумов формирователей сигналов, использующих образы основной частоты ЦВС, а также выражениями собственных фазовых шумов отдельных звеньев устройств.

Для канала формирования сигналов радиосистемы, показанного на рис. 4.1.2а, модель СПМ фазовых шумов при наличии и отсутствии передискретизации выходного сигнала ЦВС имеет вид

$$S_{\Phi_a}(F) = S_{\PhiАПЧ}(F)(n + K_{ЦВС})^2 + S_{ЦВС_обр}(F), \quad (4.2.1)$$

$$S_{\Phi_AK}(F) = S_{\Phi_a}(F) \cdot \frac{1}{K_{AK}^2} + S_{AK}(F), \quad (4.2.2)$$

где $\frac{1}{K_{AK}^2}$ - величина, обратная квадрату коэффициента передачи СПМ фазовых шумов аналогового коммутатора.

В данной модели СПМ фазовых шумов учитывается, что в качестве умножителя тактовой частоты ЦВС используется умножитель частоты на основе системы ФАПЧ.

Для канала формирования сигналов радиосистемы, показанного на рис.4.1.2б, математическая модель СПМ фазовых шумов имеет следующий вид

$$S_{\Phi_б}(F) = (S_{\PhiАПЧ}(F)K_{ЦВС}^2 + S_{ЦВС}(F)) \cdot n_{21}^2 + S_{УЧ2}(F), \quad (4.2.3)$$

где $S_{yч2}(F)$ определяется согласно выражению (3.5.3) для СПМ фазовых шумов выходного многокаскадного умножителя частоты формирователя сигналов.

Результаты математического моделирования СПМ фазовых шумов рассматриваемых вариантов построения формирователей сигналов при наличии и отсутствии умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ по выражениям (4.2.1) - (4.2.3) для вариантов частотного планирования, используемых в экспериментальных измерениях (табл. 4.1.5.), показаны на рис. 4.2.1

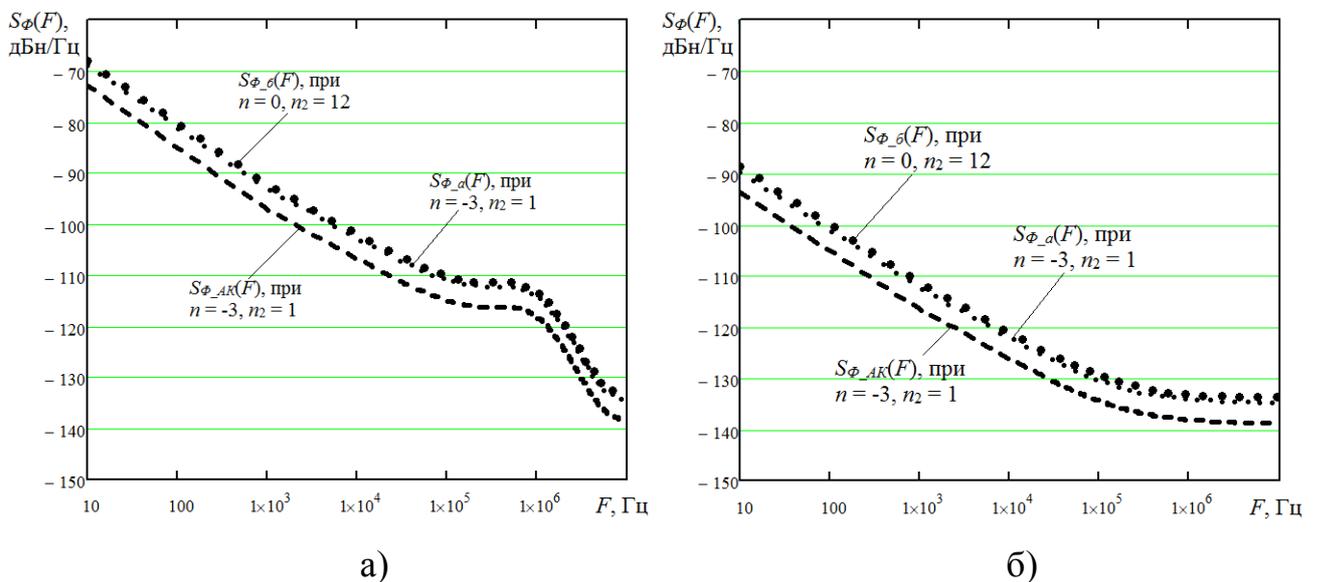


Рисунок 4.2.1 - СПМ фазовых шумов второго канала формирования сигналов радиосистемы при $f_T = 600$ МГц и $n = -3$, $q = 1,85$ при наличии а) и отсутствии б) умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ с коэффициентом умножения $n_1 = 25$

Результаты математического моделирования СПМ фазовых шумов исследуемых вариантов построения каналов формирования сигналов по выражениям (4.2.1) - (4.2.3) для других вариантов частотного планирования показаны на рис.4.2.2 – 4.2.4.

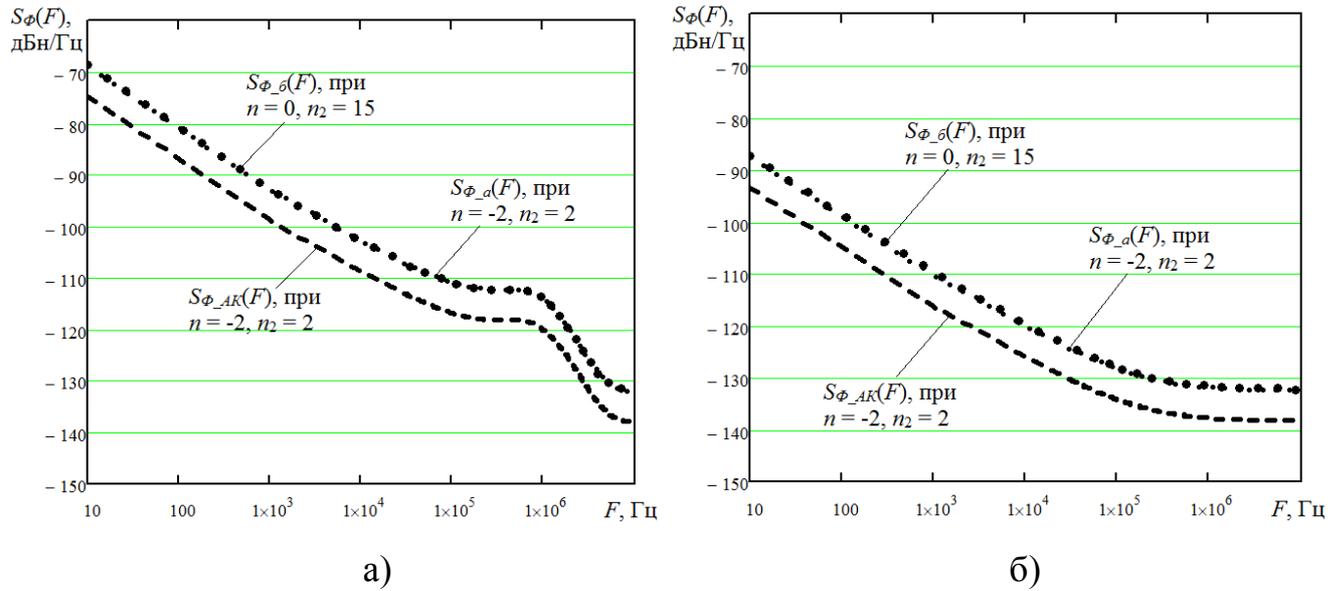


Рисунок 4.2.2 - СПМ фазовых шумов второго канала формирования сигналов радиосистемы при $f_T = 456$ МГц и , $n = -2$, $q = 3,65$ при наличии а) и отсутствии б) умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ

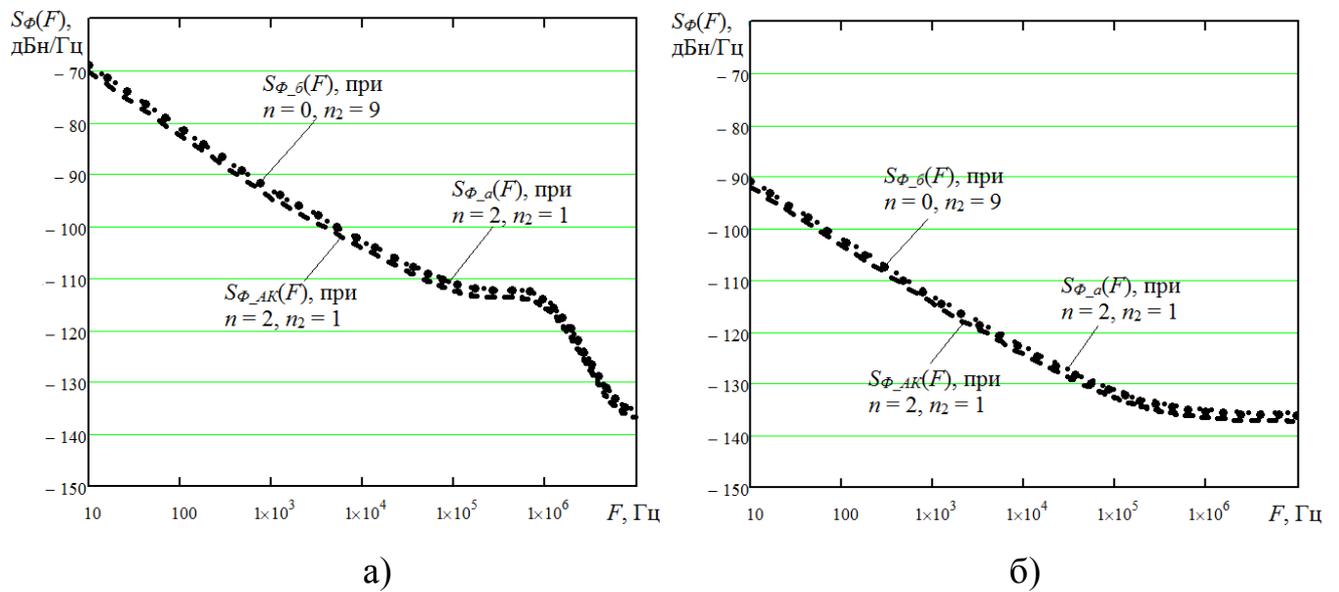


Рисунок 4.2.3 - СПМ фазовых шумов второго канала формирования сигналов при $f_T = 720$ МГц и , $n = 2$, $q = 1,55$ при наличии а) и отсутствии б) умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ

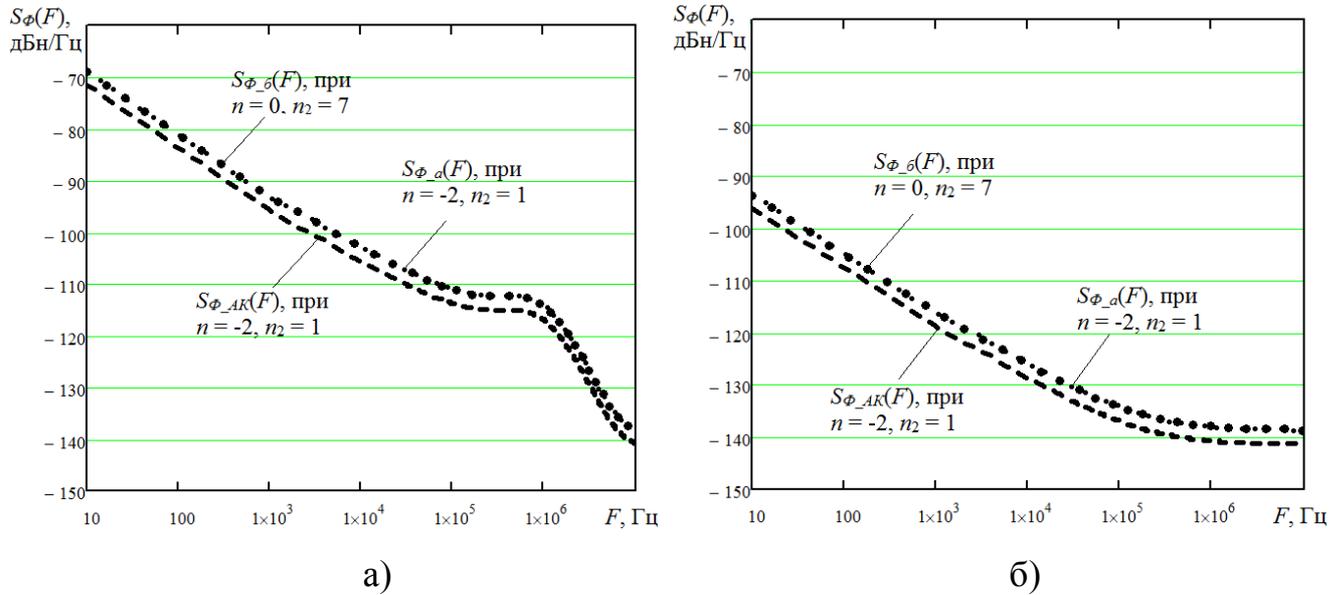


Рисунок 4.2.4 - СПМ фазовых шумов второго канала формирования сигналов при $f_T = 960$ МГц и $n = -2$, $q = 3,5$ при наличии а) и отсутствии б) умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ

Результаты математического моделирования СПМ фазовых шумов первого канала формирования сигналов по выражениям (4.2.1) и (4.2.2) для выходной частоты 875 МГц при выбранных вариантах частотного планирования (табл. 4.1.3) показаны на рис. 4.2.5 - 4.2.6.

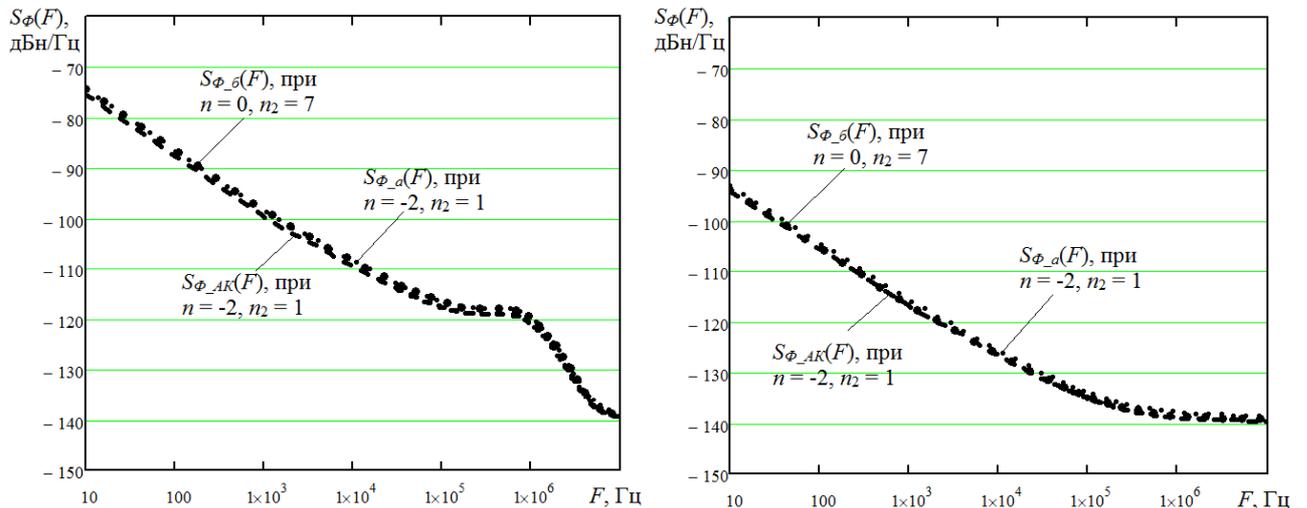


Рисунок 4.2.5 - СПМ фазовых шумов первого канала формирования сигналов при $f_T = 528$ МГц и $n = -2$, $q = 3,3$ при наличии а) и отсутствии б) умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ

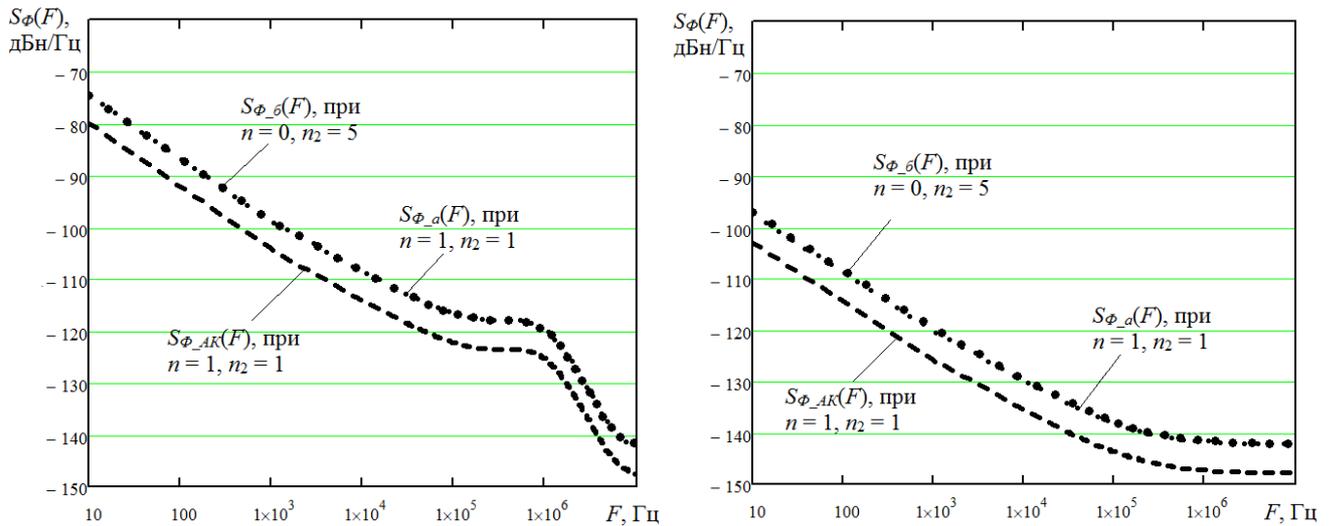


Рисунок 4.2.6 - СПМ фазовых шумов первого канала формирования сигналов при $f_T = 744$ МГц и $n = 1$, $q = 2,35$ при наличии а) и отсутствии б) умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ

Результаты математического моделирования СПМ фазовых шумов третьего и четвертого каналов формирования сигналов по выражениям (4.2.1) и (4.2.2) для выходной частоты устройства 1410 МГц и выбранных вариантов частотного планирования (табл. 4.1.4) показаны на рис. 4.2.7 - 4.2.9.

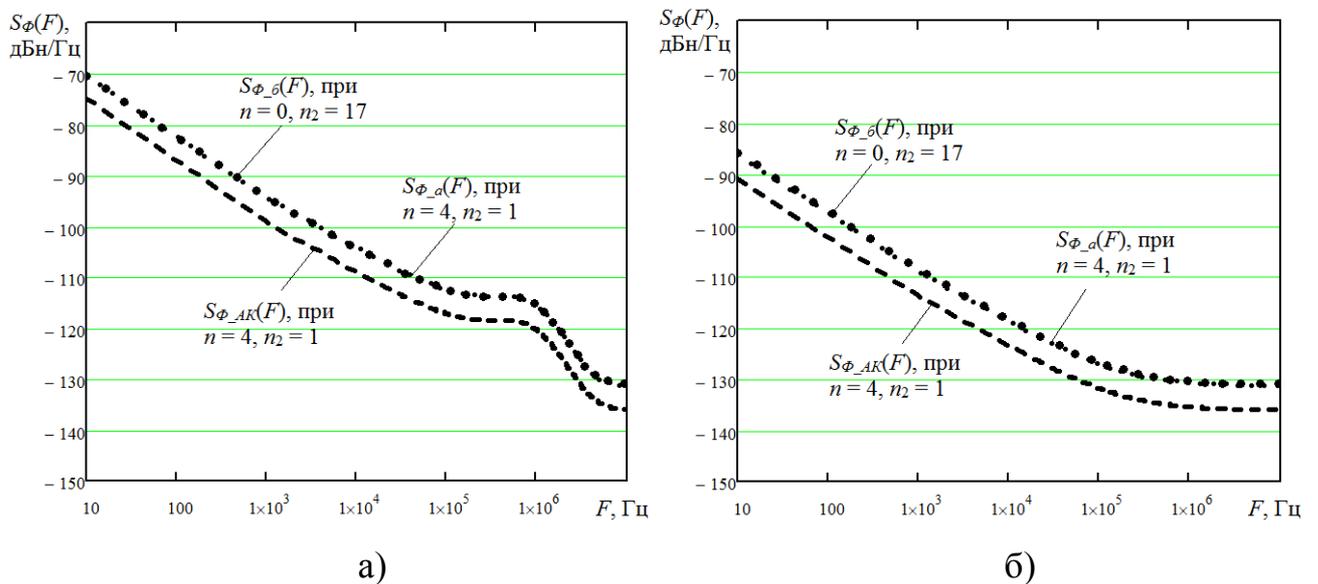


Рисунок 4.2.7 - СПМ фазовых шумов третьего канала формирования сигналов при $f_T = 336$ МГц и $n = 4$, $q = 2,8$ при наличии а) и отсутствии б) умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ

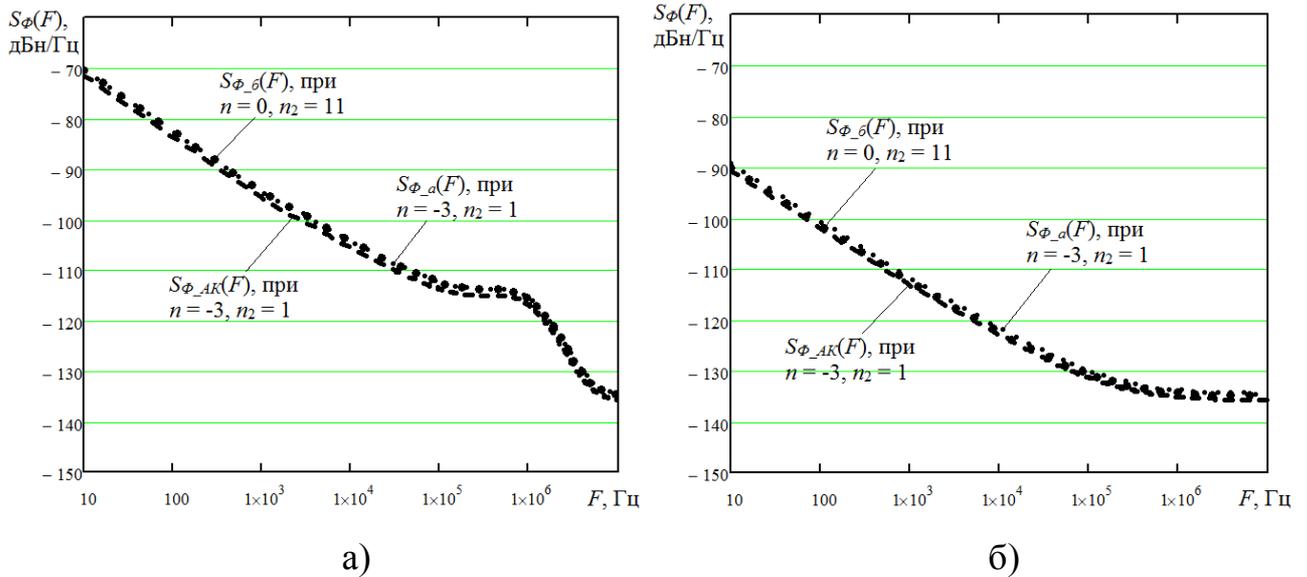


Рисунок 4.2.8 - СПМ фазовых шумов третьего канала формирования сигналов при $f_T = 528$ МГц и $n = -3$, $q = 1,8$ при наличии а) и отсутствии б) умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ

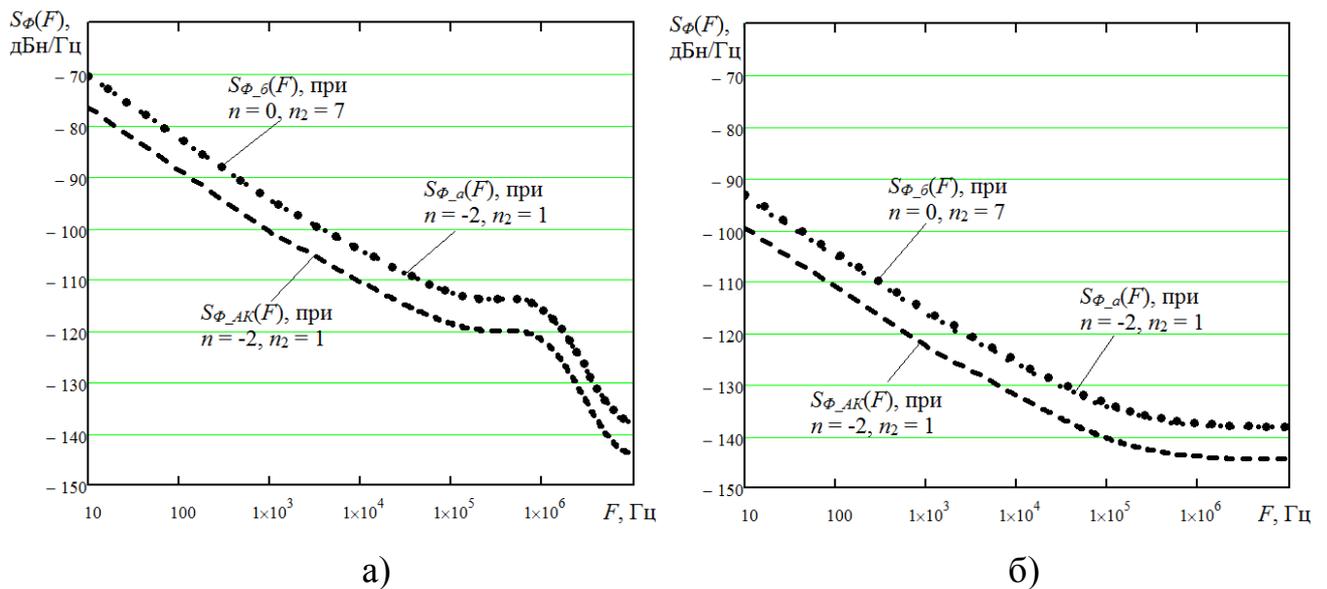


Рисунок 4.2.9 - СПМ фазовых шумов третьего канала формирования сигналов при $f_T = 768$ МГц и $n = -2$, $q = 3,65$ при наличии а) и отсутствии б) умножителя тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ

По полученным графическим зависимостям можно сделать вывод о том, что для высоких значений выходных частот каналов формирования сигналов (рис. 4.2.1 и 4.2.2) совместное использование образов основной частоты ЦВС и передискретизации выходного сигнала синтезатора позволяет снизить уровень

фазовых шумов устройства на 5-6 дБ. Подбирая значение скважности импульсов передискретизации в соответствии с рис. 3.6.2-3.6.3 в гл. 3, можно добиться большего снижения уровня фазовых шумов формирователя когерентных сигналов (порядка 8-10 дБ). Кроме того, из рис. 4.2.1 - 4.2.6 видно, что применение передискретизации наиболее эффективно для высоких номеров образов: $n = -2, 2, -3, 3$. При $n = -1$ передискретизация чаще всего дает отрицательный эффект - уменьшает амплитуду гармоники данных образов вне зависимости от установленной скважности.

4.3 Экспериментальное исследование формирователя радиосигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов

Рассмотренные варианты построения каналов формирования сигналов радиосистемы были реализованы в испытательном стенде с целью проведения экспериментальных измерений их СПМ фазовых шумов. Внешний вид испытательного стенда показан на рис. 4.1.3.



Рисунок 4.3.1 - Внешний вид испытательного стенда

Для экспериментальных исследований СПМ фазовых шумов формирователей когерентных сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС воспользуемся лабораторной измерительной установкой, показанной на рис. 4.3.1. Основу данного испытательного стенда составляет микросхема ЦВС AD9910 и отладочная плата, производимая фирмой Analog Devices, использованные ранее в гл. 3 для подтверждения разработанных математических моделей СПМ фазовых шумов.

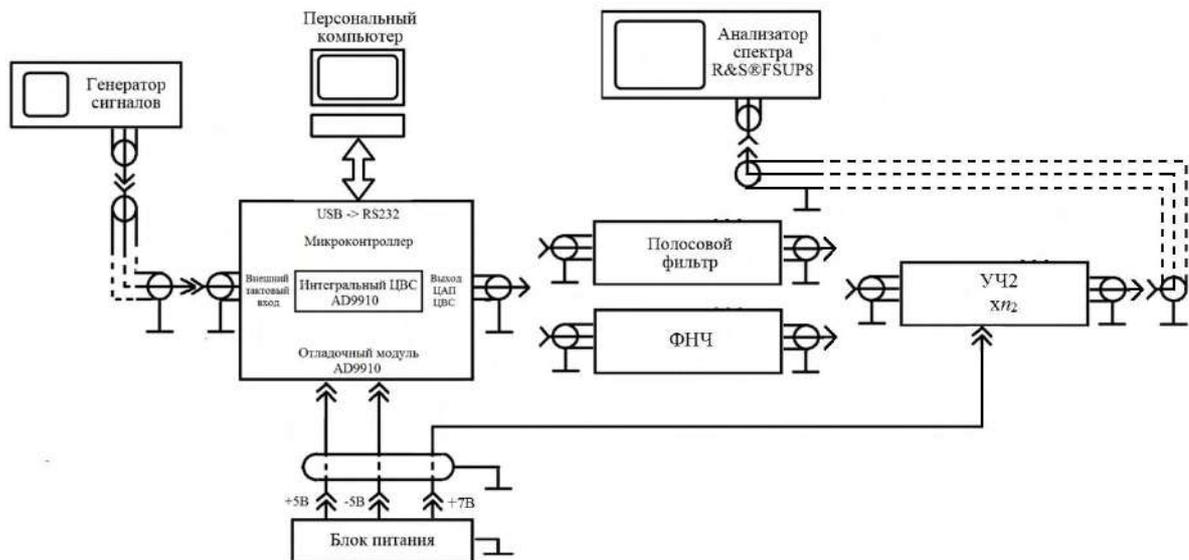


Рисунок 4.3.2 - Упрощенная схема установки для исследования СПМ фазовых шумов формирователей когерентных сигналов

Умножитель частоты УЧ2 предназначен для увеличения значений основной синтезируемой частоты ЦВС. В данном случае он представляет собой функционально законченный модуль, содержащий три последовательно включенных транзисторных каскада с коэффициентами умножения 2, 2 и 3. Соответственно общий коэффициент умножения каскадов равен 12. Кроме того, в умножителе размещен полосовой фильтр на поверхностных акустических волнах, центральная частота которого соответствует 1670 МГц.

Варианты частотного плана, используемые в эксперименте, приведены в табл. 4.1.5.

С использованием данной измерительной установки был получен ряд экспериментальных зависимостей СПМ фазового шума формирователей сигналов с ЦВС AD9910 от частоты отстройки от несущего колебания при отключенном встроенном умножителе тактовой частоты ЦВС на основе системы ФАПЧ. Для оценки эффективности применения предложенного варианта построения формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС и передискретизации (рис. 4.1.2а) проведена сравнительная оценка его шумовых характеристик с шумовыми характеристиками формирователя с ЦВС на основной частоте и ее умножением тремя транзисторными каскадами УЧ2 с коэффициентом умножения $n_2 = 12$ (рис. 4.1.2б).

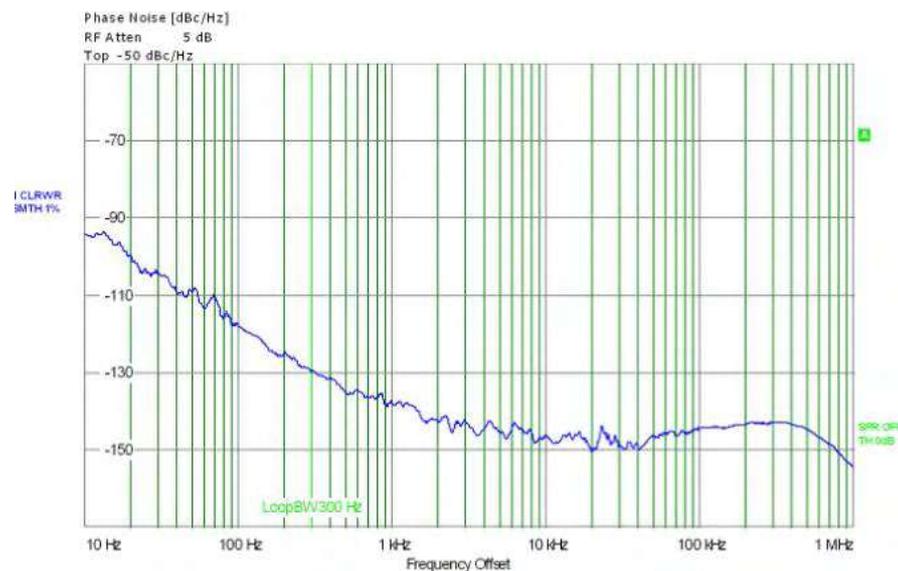


Рисунок 4.3.3 – СПМ фазовых шумов ГОЧ SMA100A и их аппроксимация

Результаты экспериментальных измерений, а также математического моделирования шумовых характеристик данного формирователя сигналов приведены на рис. 4.3.4.

Для учета влияния ГОЧ SMA100A на СПМ фазовых шумов формирователей потребовалось провести измерения СПМ фазовых шумов SMA100A для выходной частоты 600 МГц. Результаты данных измерений, а также их аппроксимация для представления в виде математической модели СПМ фазовых шумов показаны на рис. 4.3.3

Из полученных зависимостей следует, что предложенный формирователь

сигналов с ЦВС и совместным использованием образов основной частоты и передискретизации обладает на 2-3 дБ меньшим уровнем фазовых шумов по сравнению с аналогичным формирователем сигналов, использующим умножение основной синтезируемой частоты ЦВС транзисторными каскадами. Данный факт свидетельствует об эффективности предлагаемого варианта формирования сигналов, характеризующегося меньшим уровнем СПМ фазовых шумов и возможностью существенного снижения числа каскадов выходных транзисторных умножителей частоты.

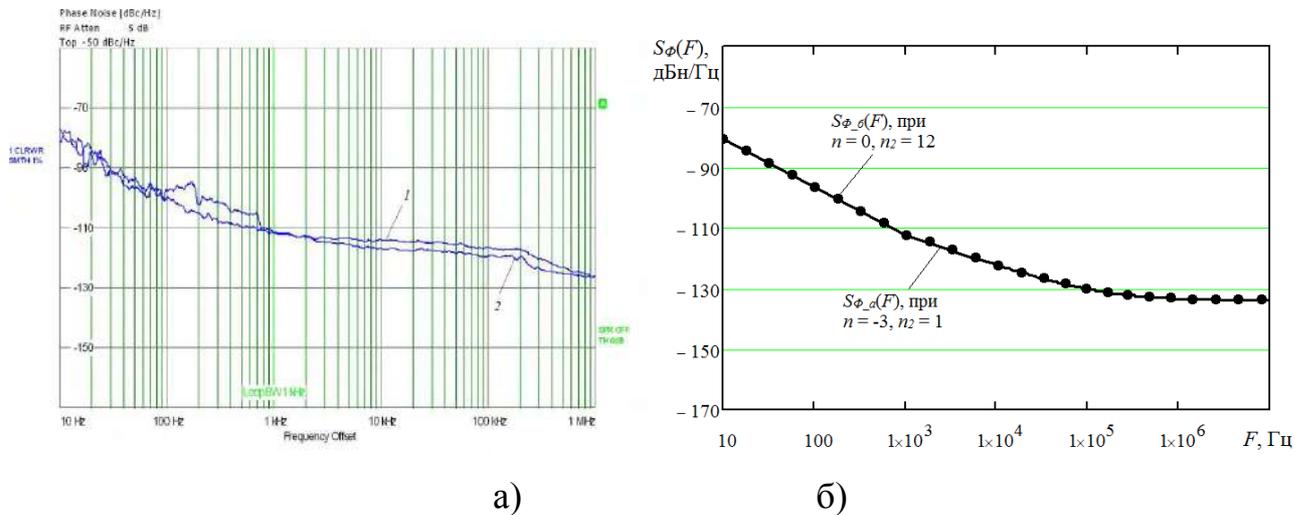


Рисунок 4.3.4 - СПМ фазовых шумов формирователя сигналов на основе интегрального ЦВС AD9910 для тактовой частоты 600 МГц: а) эксперимент: 1 – с использованием выходного умножителя частоты на 12; 2 – с использованием образа основной частоты ЦВС $n=-3$ (основная частота 135 МГц); б) моделирование СПМ фазовых шумов на основной частоте при $n = 0$, и на частоте образа $n = -3$

Из полученных зависимостей следует, что шумовые характеристики предложенного формирователя с использованием образов основной частоты практически совпадают с уровнем фазовых шумов формирователя на основной частоте ЦВС. Однако, при этом коэффициент умножения выходного умножителя n_2 равен 12, а использование третьего отрицательного образа позволяет обойтись без выходного умножителя, т.е. n_2 равен 1. Поэтому, применение образов основной частоты эффективно, оно позволяет увеличить выходную частоту

формирователя, и уменьшить число каскадов умножителей.

На рис. 4.3.5 показан результат расчета СПМ фазовых шумов формирователя с выходной частотой 1670 МГц для тактовых частот 600, 960 МГц, на основе ЦВС AD9910.

Как видно из рис. 5, уровень СПМ фазовых шумов при тактовой частоте 960 МГц ниже, чем при тактовой 600 МГц. Применение образов позволяет реализовать данный вариант формирователя при коэффициенте умножения $n_2 = 1$ (-2 образ). Использование передискретизации позволяет дополнительно снизить уровень фазовых шумов на 5 дБ при $f_T = 600$ МГц, и на 3 дБ при $f_T = 960$ МГц.

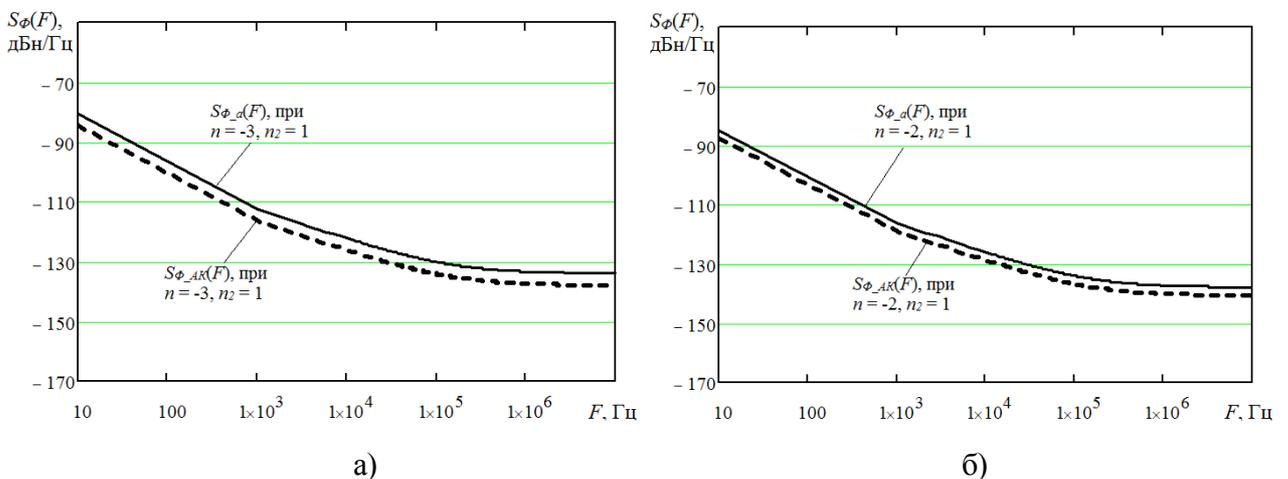


Рисунок 4.3.5. СПМ фазовых шумов формирователя с выходной частотой 1670 МГц с использованием образов основной частоты и передискретизации выходного сигнала ЦВС для тактовой частоты а) 600 МГц, б) 960 МГц

Таким образом, проведенная разработка, математическое моделирование и экспериментальное исследование многоканальной радиосистемы формирования когерентных сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС AD9910 подтверждает возможность формирования высокочастотных колебаний с сохранением допустимого уровня фазовых шумов.

4.4 Выводы

1. Осуществлено проектирование и моделирование четырехканального формирователя когерентных сигналов радиосистемы, использующей образы основной частоты ЦВС, с заданными техническими параметрами. Разработана

обобщенная структурная схема системы, частотное планирование для каждого из четырех каналов формирования сигналов. Установлено, что наибольшее число вариантов частотного планирования соответствует формирователю сигналов с большей выходной частотой.

2. Рассмотрены два варианта построения каналов формирования сигналов радиосистемы: с использованием образов основной частоты ЦВС и передискретизацией выходного сигнала или с использованием основной частоты ЦВС и применением ее последующего умножения транзисторными каскадами с общим коэффициентом умножения $n_2 = 12$.

3. Для сравнения и проведения анализа СПМ фазовых шумов формирователей с использованием и без использования образов основной частоты получены соответствующие математические модели шумовых характеристик, по результатам моделирования установлено, что шумовые характеристики формирователей практически совпадают. При этом в случае использования образов выходной частоты выходной умножитель частоты не требуется.

4. Математическое моделирование также показало, что использование передискретизации позволяет снизить уровень фазовых шумов формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС на 4-5 дБ.

5. Проведено экспериментальное исследование СПМ фазовых шумов формирователей когерентных сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС, подтверждающее эффективность предлагаемого варианта формирования сигналов, характеризующегося меньшим уровнем СПМ фазовых шумов и возможностью существенного снижения числа каскадов выходных транзисторных умножителей частоты.

Заключение

1. Проведен анализ методов построения, важнейших характеристик, достоинств и недостатков современных цифровых вычислительных синтезаторов, показаны их преимущества перед другими методами синтеза, а также перспективность использования в качестве формирователей сигналов. Показано, что одним из основных недостатков интегральных цифровых вычислительных синтезаторов, затрудняющих их применения в качестве формирователей стабильных частот и сигналов, является ограничение максимального значения синтезируемой частоты значением в 1500-1700 МГц. Обоснована возможность использования копий спектра выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов для повышения выходных частот формирователей когерентных сигналов.

2. Разработана обобщенная структурная схема формирователя когерентных сигналов с использованием копий спектра выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов, позволяющая повысить выходную частоту устройства более чем на порядок, либо без применения умножителей частоты, либо при минимально возможном их количестве. Исследован эффект передискретизации выходного сигнала цифроаналогового преобразователя цифрового вычислительного синтезатора, позволяющий изменить соотношение шум/сигнал гармоник образов за счет энергии гармоники основной частоты.

3. Разработан алгоритм и программное обеспечение для частотного планирования формирователей когерентных сигналов с использованием копий спектра выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов. Специализированный программный комплекс частотного планирования формирователей сигналов, использующих образы основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов, содержит модули расчета реализуемых на практике действительных и целочисленных комбинаций коэффициентов умножения умножителей частоты. Вторая программа частотного планирования, разработанная на языке C++, позволяет провести оптимизацию поиска вариантов

в рассчитанном частотном плане, по минимальному значению коэффициента умножения выходного умножителя частоты.

4. Разработана и подтверждена экспериментально математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов с использованием копий спектра выходного сигнала, позволяющая на стадии проектирования с погрешностью 3 дБн/Гц проводить оценку спектральной плотности мощности фазовых шумов разрабатываемых устройств. С использованием данной модели разработаны математические модели шумовых характеристик формирователей частот с использованием образов и без использования образов основной частоты выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов.

5. Теоретически и экспериментально исследованы шумовые свойства двух вариантов построения каналов формирования сигналов радиосистемы: с использованием копий спектра выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов и передискретизацией выходного сигнала; а также с использованием основной частоты и применением ее последующего умножения транзисторными каскадами с общим коэффициентом умножения $n_2 = 12$. Математическое моделирование показало, что использование передискретизации позволяет улучшить шумовые характеристики формирователя с применением копий спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов на 4-5 дБ.

6. На основе полученных результатов осуществлено проектирование и моделирование четырехканального формирователя когерентных сигналов радиосистемы, использующей копии спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов, с заданными техническими параметрами. Разработана обобщенная структурная схема системы, проведено частотное планирование для каждого из четырех каналов формирования сигналов. Проведено математическое моделирование шумовых характеристик каналов формирования когерентных сигналов. Проведенные экспериментальные исследования подтвердили результаты математического моделирования шумовых характеристик формирователей когерентных сигналов.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что в диссертационной работе решена важная научная задача повышения выходных частот формирователей высокочастотных когерентных сигналов за счет использования копий спектра выходного сигнала – образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов, что позволило снизить уровень фазовых шумов на 4-5 дБ формирователей и уменьшить либо исключить дополнительные умножители частоты.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- SDMA – множественный доступ с пространственным разделением каналов;
- АК – аналоговый коммутатор;
- ГОЧ – генератор опорной частоты;
- ГП – генератор подставки;
- ИУ – измеряемое устройство;
- КПД – коэффициент полезного действия;
- ЛЗ – линия задержки;
- МШУ – малозумящий усилитель;
- Образы – продукты зеркального отображения гармоник основной частоты относительно гармоник частоты тактового сигнала (копии спектра выходного сигнала);
- ПЗУ – постоянное запоминающее устройство;
- ПС – преобразователь скважности;
- ПФ – полосовой фильтр;
- СВЧ – сверхвысокие частоты;
- См – смеситель;
- СПМ – спектральная плотность мощности;
- УВЧ – ультравысокие частоты;
- УЧ – умножитель частоты;
- ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты;
- ФВ – фазовращатель;
- ФД – фазовый детектор;
- ФНЧ – фильтр нижних частот;
- ЦАП – цифроаналоговый преобразователь;
- ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор.

Литература

1. Kroupa, V.F. Direct Digital Frequency Synthesizers. / V.F. Kroupa – New York: John Wiley & Sons, Ltd, 1998. – 396 с.
2. Jouko Vankka. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications: diss. Doctor of Science in Technology / Jouko Vankka. – Helsinki : University of Technology, 2000. – 208 с.
3. Kochemasov, Y.N. Narrow-band direct digital synthesizers. in Proceedings of the 1995 / Y.N. Kochemasov, A.N.Zharov // IEEE International Frequency Control Symposium. San Francisco, California, USA (IEEE Publication 95CH35752), 31 May-2 June 1995. - Pp. 236-249.
4. Мёрфи, Е. Всё о синтезаторах DDS / Е. Мёрфи, К. Слэттери, перевод: А. Власенко // Analog Dialogue 38-08. – 2004. – Август.
5. Мерфи, Е. Прямой цифровой синтез (DDS) / Е. Мерфи, К. Слеттери, перевод А. Власенко // Компоненты и технологии. – 2006. – №8.
6. Рябов, И.В. Синтез радиотехнических систем и устройств. Методы прямого цифрового синтеза прецизионных сигналов / И.В. Рябов. // Радиотехника. - 2006. – №9. – С. 13-16.
7. Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. /Analog Devices, 1999, Inc., - 122 p.
8. Стешенко, В. Цифровые синтезаторы прямого синтеза частот. / В. Стешенко. // Компоненты и технологии,. 2002. – №7.
9. Brandon, David. Direct Digital Synthesizers in Clocking Applications Time Jitter in Direct Digital Synthesizer-Based Clocking Systems / David Brandon // Analog Devices. ©2006. – Pp. 1-8.
10. Макаренко, В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза. / В. Макаренко // Chip-news. - 2006. - №6 (109). – С. 24 - 27.
11. Макаренко, В. Компоненты для построения беспроводных устройств связи, часть 7. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза /

В. Макаренко // Электронные компоненты и системы – 2010. - №3. - С. 34 - 46.

12. Цифровые синтезаторы сигналов (DDS) и модуляторы [Электронный ресурс]: сайт фирмы Analog Devices, Inc., 2018. URL: <http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/products/index.html>.

13. Цифровые синтезаторы сигналов (DDS) [Электронный ресурс]: сайт фирмы Qualcomm, Inc., 1996 <https://www.qualcomm.com/news/releases/1996/05/07/qualcomm-introduces-new-high-speed-dual-direct-digital-synthesizer>

14. Цифровой вычислительный синтезатор 1508ПЛ8Т [Электронный ресурс]: сайт фирмы НПЦ «Элвис» (Россия) <http://multicore.ru/index.php?id=466>

15. Генераторы опорной частоты [Электронный ресурс]: сайт фирмы МОРИОН <http://www.morion.com.ru/>.

16. Ямпурин Н.П. Формирование прецизионных частот и сигналов: учеб. пособие / Н.П. Ямпурин, В.В. Болознев, Е.В. Сафонова, Е.Б. Жалнин – Н. Н.: Нижегородский. гос. техн. ун-т., 2003. – 187 с.: ил.

17. Kuleshov, V.N. Fundamental noise in direct digital frequency synthesizers, in Proceedings of the 1995 / V.N. Kuleshov and Y.H. Liu // IEEE International Frequency Control Symposium. San Francisco, California, USA (IEEE Publication 95CH35752), 31 May-2 June 1995. - Pp. 288-293.

18. Bredeson, Jon. Direct Digital Frequency Synthesizer / Jon Bredeson, Micheal Parten, John Borrelli. // Texas Tech University, Shashikant Shrimali. - May 2007.

19. Kroupa, V.F. Discrete Spurious Signals and Background Noise in Direct Digital Frequency Synthesizers / V.F. Kroupa // Proc. 1993 IEEE Int.Freq.Control Symposium. - Pp. 242-250.

20. Chenakin, Alexander. Frequency synthesis: current solutions and new trends. / Alexander Chenakin // Microwave journal, May 2007. – Pp. 256 - 266.

21. Chenakin, Alexander. Building a Microwave Frequency Synthesizer-Part 1: Getting Started / Alexander Chenakin // High Frequency Electronics. - 2008. – May. – Pp 58-67.
22. Белов, Л.А. Современные синтезаторы стабильных частот и сигналов // Л.А. Белов // Радиотехника. - 2007. – №3. – С. 21-25.
23. Белов, Л. Синтезаторы стабильных частот. / Л. Белов. // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. - 2004. – №3. – С. 38-44.
24. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. // М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
25. Манассевич, В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: Пер. с англ. / Под. ред. А.С. Галина. - М.: Связь, 1979. - 384 с.
26. Кулешов, В.Н. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов / В.Н. Кулешов, Н.Н. Удалов, В.М. Богачев. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 416 с.
27. Левин, В.А. Методы построения синтезаторов частот в СВЧ-диапазоне / В.А. Левин, А.А. Черкашин // Электросвязь. – 2004. - Вып. 2. - С.19-22.
28. Кусов, Г.А. Формирование высокостабильных сигналов миллиметрового диапазона для радиолокационных устройств / Г.А. Кусов, Д.С. Очков, Л.В. Ратцева, Е.А. Силаев, А.А. Сударенко, М.Я. Терехин, И.С. Формальнов, В.П. Шилов // Радиотехника. – 2006. - №4. - С.33-35.
29. Молчанов, Е.Г. Источники сигнала СВЧ-диапазона с низким уровнем фазовых шумов для систем радиолокации и связи / Е.Г. Молчанов, Д.С. Очков, Е.А. Силаев, И.С. Формальнов, Д.В. Чубаров // Радиотехника. – 2006. - №10. - С.38-40.
30. E. da Silva. High Frequency and Microwave Engineering / E. da Silva. – MPG Books Ltd, Bodmin, Cornwall, 2001. – 440 с.
31. Jon B. Hagen. Radio-Frequency Electronics.Circuits and Applications / Jon B. Hagen. – Cambridge University Press, 1996, 2009. – 454 с.

32. Брагина, Я.А. Математическое моделирование выходных колебаний вычислительных синтезаторов частот и сигналов / Я.А. Брагина, В.С. Станков, Н.П. Ямпурин // Проектирование и технология электронных средств. - 2007. - №3. – С. 36 - 42.

33. Bengtsson, M. A DSP controlled data acquisition system for CELSIUS. / M. Bengtsson, T. Lofnes, V. Ziemann. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 441. - 1999. – May. – Pp. 76-81

34. Song, Feihu. A High Precision Stray-immune Weak Capacitance Measurement System for Gassolid Two-phase Flows Detection. / Feihu Song, Hui Hong, Shuai Liu. // AASRI International Conference on Industrial Electronics and Applications. – 2015. – Pp. 143-146.

35. Dos Santos, Greg José. Capacitive measuring system for two-phase flow monitoring. / Greg José dos Santos, Nikolas Libert, Rigoberto E.M. Morales, Marco José da Silva // IV Journeys in Multiphase Flows (JEM 2015) Campinas, SP, Brazil. – 2015. - March 23-27. – Pp. 1-7

36. Calosso, C. E. Doppler- stabilized fiber link with 6 dB noise improvement below the classical limit. / C. E. Calosso, E. K. Bertacco, D. Calonico, C. Clivati, G. A. Costanzo, M. Frittelli, F. Levi, S. Micalizio, A. Mura, A. Godone. // January 15, 2015 - Vol. 40, No. 2 – Pp 1-5.

37. Hernando, Mario Calvo. Electronic instrumentation for a 3d electrical impedance tomography application: Master of Science Thesis. / Mario Calvo Hernando. - Examiners and topic approved in the Faculty of Computing and Electrical Engineering council meeting on March 4th 2015.

38. Cheng, Y. S. Embedded environment with epics support for control applications. / Y. S. Cheng, Demi Lee, C. Y. Liao, C. H. Huang, K. T. Hsu. // Proceedings of ICALEPCS2015, Melbourne, Australia - Pre-Press Release 23-Oct-2015. - National Synchrotron Radiation Research Center, Hsinchu 30076, Taiwan – 2015.

39. Yogesh P. Sajjan. FPGA based digital beam forming for phased array radar. / P. Sajjan Yogesh, R. Krishna, H. Shahul. // International Journal of

Engineering Research and General Science. - September-October, 2015. - Volume 3, Issue 5.

40. Godbole, B.B. FPGA implementation of cordic algorithm used in DDS based modulators. / B.B. Godbole, R.H. Nikam //International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering. - 2015. – January. - Vol. 4, Issue 1. – Pp 94-97.

41. Keller, Phillip. NMR magnetometry present and future. / Phillip Keller //MAGNETICS TECHNOLOGY INTERNATIONAL - 2016. – Pp 28-29.

42. Bobalo, Yuriy. Pulse sequence shaper for radiospectroscopy and relaxation methods in NQR. / Yuriy Bobalo, Zenon Hotra, Oleksandra Hotra, Leonid Politans'kyk, Andriy Samila. // METROLOGY AND MEASUREMENT SYSTEMS, - 2015. - №3. – Pp. 363 -370.

43. Jivet I., Dragoi B. Performance Analysis of Direct Digital Synthesizer Architecture with Amplitude Sequencing / Issue 1, Volume 7, January 2008. – p. 1-6.

44. Yang, Byung-Do. A Direct Digital Frequency Synthesizer Using A New ROM Compression Method / Byung-Do Yang, Ki-Hyuk Sung, Young-Joon Kim, Lee-Sup Kim, Seon-Ho Han, and Hyun-Kyu Yu // Department of EECS, KAIST, 373-1 Kusong-dong, Yusong-gu, Taejon, 305-701, KOREA/

45. Comberiate, Thomas M. Phase noise model for an array of combined sources using Direct Digital Synthesis (DDS) / Thomas M. Comberiate, J. P. Van't Hof, Laura B. Ruppalt, Keir C. Lauritzen, and Salvador H. Talisa. - JHU Applied Physics Laboratory, Laurel, MD 20723, USA – 2008. – Pp. 301 - 313.

46. LEE, Jung-Seob. Implementing and Optimizing a Direct Digital Frequency Synthesizer (DDFS) on FPGA / Jung-Seob LEE, Xiangning Yang. // May 10, – 2006. – Pp. 1-12.

47. Fa Foster Dai. A Direct Digital Frequency Synthesizer With Fourth-Order Phase Domain Noise Shaper and 12-bit Current-Steering DAC / Fa Foster Dai, Senior Member, Weining Ni, Shi Yin and Richard C. Jaeger // IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 41, NO. 4, - April 2006. – p. 839-850.

48. Gu, C. Z. DDS Based Radar Signal Generator for Microwave Remote Sensing / C. Z. Gu, S. Qiao, J. T. Huangfu; and L. X. Ran // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Hangzhou, China, March 24-28, – 2008. – p. 90-93.
49. Ashrafi, Ashkan. A 1GHz Direct Digital Frequency Synthesizer Based on the Quasi-Linear Interpolation Method / Ashkan Ashrafi, Aleksandar Milenković, and Reza Adhami. // Department of Electrical and Computer Engineering The University of Alabama in Huntsville Huntsville, AL 35899, USA. - 2007. – Pp. 2766-2769.
50. Mohieldin, Ahmed Nader. A 100-MHz 8-mW ROM-Less Quadrature Direct Digital Frequency Synthesizer / Ahmed Nader Mohieldin, Ahmed A. Emira, Edgar Sánchez-Sinencio. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 37, NO. 10. - 2002. – October. – p. 1235-1243.
51. Ashrafi, Ashkan. Arbitrary Waveform DDFS Utilizing Chebyshev Polynomials Interpolation / Ashkan Ashrafi, Reza Adhami, Laurie Joiner, Parisa Kaveh. // IEEE Transactions on Circuits and Systems—I: Regular Papers, VOL. 51, NO. 8. - 2004. – August. – Pp. 1468-1475.
52. Lindeberg, Jonne. A 1.5-V Direct Digital Synthesizer With Tunable Delta-Sigma Modulator in 0.13- m CMOS / Jonne Lindeberg, Jouko Vankka, Johan Sommarek, Kari Halonen // IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 40, NO. 9. - 2005. - September – Pp. 1978-1982.
53. Yum, Xuefeng. 2 GHz 8-bit CMOS ROM-Less Direct Digital Frequency Synthesizer / Xuefeng Yu, Foster F. Dai. // Department of Electrical and Computer Engineering 200 Broun Hall, Auburn University Auburn, AL 36849-5201, USA. – 2005. – Pp. 4397-4400.
54. Jridi, Maher. Direct Digital Frequency Synthesizer with CORDIC Algorithm and Taylor Series Approximation for Digital Receivers / Maher Jridi, Ayman Alfalou // European Journal of Scientific Research ISSN 1450-216X Vol.30 No.4 – 2009. – Pp. 542-553.

55. Lowell, M.A. A low-cost Digital Synthesizer / M.A. Lowell // Microwave journal. - 2008. – March. - Pp. 174 - 176.
56. Katkar, Prajakta J. Direct digital synthesis based CORDIC algorithm: a novel approach towards digital modulations IJRET: / Prajakta J. Katkar, Yogesh S. Angal. International Journal of Research in Engineering and Technology
57. Sinha, Akanksha. Design and Implementation of Area Efficient BPSK and QPSK Modulators Based On FPGA. /Akanksha Sinha, Piyush Lotia //International Journal for Research in Applied Science & Engineering Technology (IJRASET). - 2015. – Pp. 188-194.
58. Kushwaha, Monika. Design and Simulation of Direct Digital Synthesizer for Wireless Applications. / Monika Kushwaha, U. M Gokhale. // Journal of The International Association of Advanced Technology and Science, March of 2015.
59. Jiang, Zhanpeng. Design of a ROM-Less Direct Digital Frequency Synthesizer on FPGA. / Zhanpeng Jiang, Rui Xu, Hai Huang and Changchun Dong // International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition - Vol. 8, No. 5 (2015). - pp. 327-340.
60. Patel, Mayank. Design of BPSK/QPSK Modulator using Verilog HDL and Matlab. / Mayank Patel, Nirav Desai, Bhavesh Soni, Ashish Purani. // Communications on Applied Electronics Foundation of Computer Science FCS, New York, USA Volume 2 – No.3. - June 2015.
61. Pawar, Anjali. Direct Digital Synthesizer Based on FPGA. / Anjali Pawar // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering . Vol. 4, Issue 7, July 2015
62. John Esterline. Phase noise: theory versus practicality. – Microwave journal, April 2008. – Pp. 72-86.
63. Kuleshov, V. N. 1/f Fluctuations Sources in Direct Digital Frequency Synthesizers and Their Contribution to the Output Oscillations Power Spectral Density, in Proceedings of the 1995 / V. N. Kuleshov, Y. H. Liu and B. E. Kuleshov // IEEE International Frequency Control Symposium. San Francisco,

California, USA (IEEE Publication 95CH35752), 31 May-2 June 1995. - Pp. 282-287.

64. Kuleshov, V.N. Fundamental noise in direct digital frequency synthesizers, in Proceedings of the 1995 / V.N. Kuleshov and Y.H. Liu // IEEE International Frequency Control Symposium. San Francisco, California, USA (IEEE Publication 95CH35752), 31 May-2 June 1995. - Pp. 288-293.

65. Цыпленков, Ю.С. Влияние коэффициента умножения тактовой частоты на уровень фазового шума цифрового вычислительного синтезатора / Ю.С. Цыпленков // Вопросы радиоэлектроники, сер. Радиолокационная техника. – 2009. - вып.11. - С. 146 – 153.

66. Рютман Ж. Характеристики нестабильности фазы и частоты сигналов высокостабильных генераторов: Итоги развития за пятнадцать лет / Ж. Рютман // ТИИЭР. – 1978. – Т.66. – № 99. – С. 70-102.

67. Puglia, K.V. Oscillator phase noise: theory and prediction. / K.V. Puglia. // Microwave journal. - 2007. – September. – Pp. 178-194.

68. Жалуд, В. Шумы в полупроводниковых устройствах / В. Жалуд, В.Н. Кулешов // Под ред. А.К.Нарышкина. – М.: Сов. Радио, 1977. – 417 с.

69. Lawrence P. Dunleavy. Understanding noise parameter measurement / Lawrence P. Dunleavy // Microwave journal. - 2009. – February. - Pp. 92 - 100.

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

71. Kroupa, V.F. Frequency stability: introduction and applications / V.F. Kroupa . – John Wiley & Sons, Ltd .– 2012. – 302 с.

72. Direct Digital Synthesizer AD9910 // <http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad9910/products/product.html>.

73. Методы измерения уровня фазовых шумов [Электронный ресурс]: сайт фирмы Agilent, Inc., 2018. URL: <https://www.agilent.com/home>

74. Hozworth Instrumentation, Boulder, CO. Ultra Low Phase Noise-Phase Coherent Synthesizers / Hozworth Instrumentation, Boulder, CO. // Military Microwaves Supplement. - 2009. – August. – Pp. 48 - 52
75. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирование сигналов в СВЧ- и УВЧ-диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот // Радиотехника. 2007, № 6. С. 39-41.
76. Левин, В.А. Методы построения синтезаторов частот в СВЧ-диапазоне / В.А. Левин, А.А. Черкашин // Электросвязь - 2004. - №2. - С. 19 - 22.
77. Шапиро, Д.Н. Основы теории синтеза частот / Д.Н. Шапиро, А.А. Паин. – М.: Радио и связь, 1981 – 264 с.
78. Kroupa, V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. /V.F. Kroupa // John Wiley & Sons, Ltd ISBN: 0-470-84866-9. – 2003. - 320 с.
79. Голуб, В. Несколько слов о системе ФАПЧ / В. Голуб // Компоненты и технологии. - 2003. - №8. – С. 92-96.
80. Левин, В.А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки / В.А. Левин, В.П. Малиновский, С.К. Романов. - М.: Радио и связь, 1989. - 232 с.
81. Heydari, Payam. Analysis of Jitter due to Power-Supply Noise in Phase-Locked Loops / Payam Heydari, Massoud Pedram // Dept. of EE-Systems, University of Southern California Los Angeles, CA 90089.
82. Молчанов, Е.Г. Результаты экспериментальных исследований фазовых шумов сигналов гетеродинов когерентной РЛС / Е.Г. Молчанов, Д.С. Очков, Е.А. Силаев, И.С. Формальное. – Радиотехника. - 2008. – №4. – С. 54-56.
83. Тихомиров, Н.М. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой / Н.М. Тихомиров, С.К. Романов, А.В. Леншин. – М.: Радио и связь, 2004. - 210 с.

84. Kroupa, V. F. Precise Frequency Generators. / V. F. Kroupa // The Institute of Radio Engineering and Electronics Academy of Sciences of the Czech Republic, 182 51 Praha, Czech Republic.

85. Rohde, Ulrich L. Frequency Generation and Synthesis: costeffective & Powerefficient solutions. / Ulrich L. Rohde, Ajay K. Poddar //– Microwave journal. - May 2009. – Pp. 160-184.

86. Котов, А.С. Транзисторные СВЧ генераторы с комбинированной стабилизацией частоты / А.С. Котов // Радиотехника. - 2007. – №3.– С. 26-32.

87. Очков, Д.С. Источники сигнала СВЧ-диапазона с низким уровнем фазовых шумов для систем радиолокации и связи / Д.С.Очков, Е.А.Силаев, И.С. Формальнов, Д.В.Чубаров // Радиотехника. – 2006.– №10. - С. 38 - 40.

88. Synthesizer Products Data Book Data Subject to Change Without Notice For customer service or technical assistance, please contact. / QUALCOMM Incorporated, ASIC Products 6455 Lusk Boulevard, San Diego, CA 92121-2779, USA.

89. Кусов, Г.А. Формирование высокостабильных сигналов миллиметрового диапазона для радиолокационных устройств // Г.А. Кусов, Д.С.Очков, Л.В. Ратцева, Е.А.Силаев, А.А. Сударенко, М.Я.Терёхин, И.С. Формальнов, В.П.Шилов // Радиотехника. – 2006.– №4.– С. 33-35.

90. Vsevolod Tanygin. A practical design of a low phase noise airborne x-band frequency synthesizer / Vsevolod Tanygin // Microwave journal. - 2006. – October. - Pp. 92 – 114

91. Кобельков, Г.П. Создание РЛС радиовидения в миллиметровом диапазоне длин волн / Г.П. Кобельков, А.А. Курикша, Б.А.Левитан, Д.С.Очков, Г.К.Соловьёв, А.А.Толкачёв, С.А.Топчиев, В.Е.Фарбер // Радиотехника. – 2006.– №10.– С. 14-18.

92. Quemada, C. A CMOS Frequency Synthesizer with self-biasing current source for a 5 ghz wireless lan receiver. / C. Quemada, H. Solar, G. Bistué, I. J. DE NO. // Microwave journal. – February. - 2007. - Pp. 68-98.

93. Садченков, Д. Синтезаторы частоты диапазона UHF / Д. Садченков // Компоненты и технологии. - 2001. - №4.
94. Прохладин, Г.Н. Моделирование шумовых характеристик синтезаторов частот на основе систем ИФАПЧ / Г.Н. Прохладин // Радиотехника. - 2006. – №2. – С. 37-41.
95. Макаренко, В. Моделирование синтезаторов с ИМС ФАПЧ компании Analog Devices с помощью программы ADIsimPLL / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы – 2010. - №4. - С. 51 - 58.
96. Шахгильдян, В.В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин //- М.: Связь. - 1972. - 445 с.
97. Макаренко, В. Универсальный широкополосный синтезатор частоты со встроенным ГУН / В. Макаренко, Б. Паращак // Электронные компоненты и системы. - 2009. - №4. - С. 56-61.
98. Xurui, Mao. A 900 MHz fractional-N synthesizer for UHF transceiver in 0.18μm CMOS technology. / Mao Xurui. Huang Beiju. Chen Hongda. // Journal of Semiconductors. - 2014. - №12. -
99. Kameche, Samir. Simulating and Designing a PLL Frequency Synthesizer for GSM Communications / Samir Kameche, Mohammed Feham, Mohamed Kameche // From ecmber 2008 High Frequency Electronics Copyright © 2008 Summit Technical Media, LLC. - 2008. - December. – p. 36-41.
100. Бессекерский, В.А. Теория систем автоматического регулирования. / В.А. Бессекерский, Е.П. Попов. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
101. Дмитриев, С. Радиочастотный синтезатор частот с дробным коэффициентом деления / С. Дмитриев, Ю. Никитин // Компоненты и технологии. – 2004. – №6.
102. Дмитриев, С. Двойные радиочастотные синтезаторы с дробным коэффициентом деления / С. Дмитриев, Ю. Никитин // Компоненты и технологии. – 2003. – №2.

103. Кестер, У. Аналого-цифровое преобразование /У. Кестер, перевод под ред. Е.Б. Володина. – Москва: Техносфера, 2007. - 1016 с. ISBN 978-5-94836-146-8

104. Гоноровский, И.С.. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. 4-е изд. перераб. и доп./ И.С. Гоноровский. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.

105. Ромашов В.В., Мергурьев А.В. Исследование применения образов для повышения рабочей частоты DDS синтезатора // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2009, № 11. С. 93-97.

106. Ромашов, В.В. Методы повышения частоты выходного сигнала формирователей на основе цифровых вычислительных синтезаторов / В.В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Проектирование и технологии РЭС. – 2014. - №1 – С. 2-7.

107. Докторов, А.Н. Применение образов цифровых вычислительных синтезаторов для повышения выходной частоты и улучшения шумовых характеристик формирователей сигналов / А.Н. Докторов, И.С. Харитонова // Научный потенциал молодежи – будущее России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 25 апр. 2014 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2014.– С.430-432.

108. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирователи сетки опорных частот возбудителя передатчика с использованием образов основной частоты // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2011, №13. С. 45-48.

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

110. Ромашов, В.В. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов /

В.В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. - №4 – С.10-16.

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

112. Ромашов, В.В. Экспериментальные исследования спектра выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора / В.В. Ромашов, А.Н. Докторов, И.С. Харитонова // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. – Муром, 6 февр. 2015 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2015. – С. 217-218.

113. Ромашов, В.В. Исследование спектра шумов квантования выходного сигнала ЦВС / В.В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 14 февр. 2014 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2014.– С.319.

114. Докторов, А.Н. Анализ спектральных характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов частоты со встроенным умножителем тактовой частоты / А.Н. Докторов // Научный потенциал молодежи – будущее России. III Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 22 апр. 2011 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2011.– С.402-404.

115. Romashov, V.V. The use of images of DDS fundamental frequency for high-frequency signals formation / V.V. Romashov, K.K. Khramov, A.N. Doktorov // 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, CriMiCo. - 2014. - Pp. 310-311. Category numberCFP14788-CDR; Code 109221. (DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959408).

116. Ромашов, В.В. Методы повышения частоты выходного сигнала формирователей на основе цифровых вычислительных синтезаторов / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 14 февр. 2014 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2014. – С.299-301.

117. Ромашов, В.В. Частотное планирование формирователей сигналов на основе интегральных цифровых вычислительных синтезаторов / В.В. Ромашов, А.Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. IV Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. – Муром, 3 февр. 2012 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2012. – С.341-343.

118. Докторов, А.Н. Исследование влияния передискретизации выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора на уровень дискретных составляющих / А.Н. Докторов, Д.А. Хазов // Методы и устройства передачи и обработки информации, 2016, № 17. С. 4-11.

119. Ромашов, В.В. Исследование влияния передискретизации на спектр выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. – Муром, 6 февр. 2015 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2015. – С. 221-222.

120. Докторов, А.Н., Якименко К.А. 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, 22 апр. 2013 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2013. – С. 320-321.

121. Докторов, А.Н. Анализ алгоритма частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты

цифровых вычислительных синтезаторов / А.Н. Докторов // Методы и устройства передачи и обработки информации, 2017, № 19. С. 16-22.

122. Докторов, А.Н. Анализ алгоритма частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов / А.Н. Докторов // Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 12-ой международной научно-технической конференции / Владим. гос. университет; редкол.: А.Г. Самойлов (и др). – Владимир: ВлГУ. 2017. – С.43-45.

123. Ромашов В.В., Храмов К.К. Программный комплекс для частотного планирования и исследования шумовых характеристик формирователей сигналов на основе ЦВС // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2013, №1. С.22-27.

124. Ромашов, В.В. Программа расчета частотного плана формирователя сигналов, построенного на базе цифрового вычислительного синтезатора / В. В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015610107, 2015.

125. Докторов А.Н. Программа частотного планирования формирователей сигналов с применением образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов / А.Н. Докторов, А.С. Базжин // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 9 февр. 2018 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2018.– С.307-308.

126. Никитин, О.Р. Разработка модели относительной спектральной плотности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов / О.Р. Никитин, Л.В. Ромашова // Вопросы радиоэлектроники, сер. РЛС. – 2011. – Вып. 1. – С. 25-33.

127. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Моделирование шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011, №4. С.20-23

128. Ромашов, В.В. Анализ результатов измерения шумовых характеристик цифрового вычислительного синтезатора AD9910 / В.В. Ромашов, А.Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. IX Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 17 февр. 2017 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2017.– С.77-79.

129. Romashov, V.V. Simulation of Noise Curves of the New Integrated DDS from Analog Devices / V.V. Romashov, L.V. Romashova, K.K. Khramov, A.N. Doktorov // Proc. of the 2013 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk. - 2013. - September 12–13. - Pp 23-26. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR.

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

131. 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.

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

133. Drucker, Erik. Model PLL Dynamics and Phase-Noise Performance. / Erik Drucker // Microwaves & RF. - 2000. – № 2.

134. Ромашова, Л.В. Исследование фазовых шумов интегральных вычислительных синтезаторов со встроенным умножителем тактовой

частоты / Л.В. Ромашова // Вопросы радиоэлектроники, сер. РЛС. – 2011. - вып. 1. - С.33 – 38.

135. Romashov, V.V. The mathematical model of noise characteristics of a direct digital synthesizer with the built-in multiplier of clock frequency on PLL / V.V. Romashov, L.V. Romashova, A.N. Doctorov // Proc. of the 2015 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). – Omsk: Siberian Federal University. Russia, Omsk, May 21–23, 2015. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. ISBN: 978-1-4799-1060-1. – Pp. 1080-1085.

136. Ромашова, Л.В. Анализ фазовых шумов формирователей сигналов на основе интегральных ЦВС с умножителем тактовой частоты на ФАПЧ / Л.В. Ромашова, А.Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. IV Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 3 февр. 2012 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2012. – С. 350-351.

137. Докторов, А.Н. Расчет фазовых шумов интегральных вычислительных синтезаторов частоты со встроенным умножителем тактовой частоты / А.Н. Докторов // Научный потенциал молодежи – будущее России: III Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 22 апр. 2011 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2011.– С. 403-405.

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

139. Докторов, А.Н. Математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов в режиме образов основной частоты / А.Н. Докторов, В.А. Герасимова // Научный потенциал молодежи – будущее России. IV Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 20 апреля 2012 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2012.– С. 395-396.

140. 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.26-33.

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

142. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик новых интегральных цифровых вычислительных синтезаторов / В.В. Ромашов, А.Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. V Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 1 февр. 2013 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2013.– С.251-252.

143. Докторов, А.Н. Сравнение шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты / А.Н. Докторов // Научный потенциал молодежи – будущее России: V Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 22 апр. 2013 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2012.– С. 322-323.

144. Ромашов, В.В. Измерение и математическое моделирование спектральной плотности мощности фазовых шумов цифрового вычислительного синтезатора / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, А.Н. Докторов, К.А.Якименко // П27 Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 11-ой международной научно-технической конференции / Владим. гос. университет; редкол.: А.Г. Самойлов (и др). – Владимир: ВлГУ. 2015. – С.136-139.

145. Ромашов, В.В. Экспериментальная проверка моделей шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов компании Analog Devices / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, А.Н. Докторов, К.А. Якименко// Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2016. - №3 – С.15-24.

146. Ромашов, В.В. Экспериментальное исследование шумовых характеристик цифрового вычислительного синтезатора / В.В. Ромашов, А.Н. Докторов, Д.А. Хазов // Радиолокационная техника: устройства, станции, системы РЛС-2015. Тезисы докладов Третьей Всероссийской научно-практической конференции акционерного общества «Муромский завод радиоизмерительных приборов» - Муром, 9-10 июня 2015. – С.31-32.

147. Ромашов, В.В. Экспериментальное исследование спектральных характеристик гибридных синтезаторов частот / В.В. Ромашов, А.Н. Докторов, К.А. Якименко // X Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 21-23 ноября 2016 г. – С.118-121.

148. Ромашов В.В., Шумовые характеристики формирователей сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов и умножителей частоты / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов // Радиопромышленность. 2012, №2. С. 31 – 37.

149. Ромашов, В.В. Формирование сигналов в ОВЧ и УВЧ диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот / В.В. Ромашов, К.К. Храмов // Радиотехника. – 2007. - №6. – С.39-42.

150. Докторов, А.Н. Исследование формирователей высокочастотных сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов с использованием образов основной частоты / А.Н. Докторов, Д.А. Хазов // Научный потенциал молодежи – будущее России. IX Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 27 мар. 2017 г.– Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2017.– С.347-349.

151. Докторов, А.Н. Исследование шумовых свойств формирователей сигналов с цифровыми вычислительными синтезаторами на образах основной частоты / А.Н. Докторов // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] – Красноярск: СФУ, 2014. – 606 с. – 1 электрон. опт. диск.

152. Докторов, А.Н. Исследование шумовых характеристик формирователя сигналов на основе ЦВС с использованием образов частоты и дискретных умножителей частоты на транзисторах / А.Н. Докторов, И.В. Луценко // Научный потенциал молодежи – будущее России. IV Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 20 апреля 2012 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2012. – С. 397-398.

153. Докторов, А.Н. Исследование фазовых шумов формирователей сигналов на основе интегральных ЦВС с умножителем тактовой частоты в режиме образов основной частоты / А.Н. Докторов // Научный потенциал молодежи – будущее России. IV Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 20 апреля 2012 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2012. – С. 393-394.

154. Ромашов, В.В. Образы основной частоты ЦВС в гибридном методе синтеза / В.В. Ромашов, К.А. Якименко, А.Н. Докторов // X Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 21-23 ноября 2016 г. – 390 с.: ил. (156-160 с.).

155. Докторов, А.Н. Математическое моделирование шумовых характеристик радиосистем с цифровыми вычислительными синтезаторами на образах основной частоты / А.Н. Докторов // Научный потенциал молодежи – будущее России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 25 апр. 2014 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2014. – С. 432-434

156. Докторов, А.Н. Формирователь высокочастотных гармонических сигналов с использованием образов основной частоты цифрового вычислительного синтезатора / А.Н. Докторов // 7-я Всероссийская конференция Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации. РНТОРЭС имени А.С. Попова, Москва, Россия, 2017. – С. 54-58.

157. Докторов, А.Н. Фазовые шумы гибридных синтезаторов частот / А.Н. Докторов, К.А. Якименко // 15-я Международная конференция «Авиация

и космонавтика – 2016». 14–18 ноября 2016 года. Москва. Тезисы. – Типография «Люксор», 2016. – С.375-377.

ПРИЛОЖЕНИЕ**Акты внедрения результатов диссертационной работы**

УТВЕРЖДАЮ

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

А.Л. Жизняков

« 1 » февраля 2018

АКТ

Об использовании результатов диссертационной работы Доктора А.Н. «Формирователи высокочастотных сигналов с использованием копий спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», в учебном процессе Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

Мы, нижеподписавшиеся, начальник учебного отдела Педя Т.Н., заведующий кафедрой радиотехники д.т.н., профессор Ромашов В.В., заведующий лабораториями кафедры радиотехники Синев П.Г. составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Доктора А.Н. внедрены в учебный процесс на кафедре радиотехники:

- материалы диссертационной работы Доктора А.Н. используются при чтении лекций и проведении лабораторных работ по дисциплине «Цифровые синтезаторы частот» для магистрантов направления 11.04.01 «Радиотехника», «Радиопередающие устройства» для студентов направления 11.03.01 «Радиотехника»;

- разработанная математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов при использовании копий спектра выходного сигнала и программа частотного планирования формирователей когерентных сигналов (свидетельство о регистрации № 2015610107) используются при проведении лабораторных работ по курсу «Математическое моделирование радиотехнических устройств и систем» для магистрантов направления 11.04.01 «Радиотехника».

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

Т.Н. Педя

В.В. Ромашов

П.Г. Синев



УТВЕРЖДАЮ

Технический директор
АО «Муромский завод
радиоизмерительных приборов»

А.К. Мошнин

05 февраля 2018

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы

Докторова Андрея Николаевича

«Формирователи высокочастотных сигналов с использованием копий спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – «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 Докторова А.Н., а именно:

- формирователи высокочастотных когерентных сигналов с использованием копий спектра сигнала цифровых вычислительных синтезаторов с уменьшением уровня фазовых шумов до 4-5 дБ и результаты их теоретических и практических исследований;
- алгоритм и программное обеспечение для автоматизации частотного планирования разработанных формирователей когерентных сигналов (свидетельство о регистрации № 2015610107);
- математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов при использовании копий спектра выходного сигнала

использованы на предприятии при проведении НИОКР по разработке формирователей сигналов разрабатываемых и модернизируемых радиосистем.

Главный конструктор

Н.В.Лаптев

Заместитель главного конструктора

Д.Д. Богатов

Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015610107

Программа расчета частотного плана формирователя сигналов, построенного на базе цифрового вычислительного синтезатора

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

Авторы: *Храмов Константин Константинович (RU), Ромашов Владимир Викторович (RU), Докторов Андрей Николаевич (RU)*

Заявка № 2014661183

Дата поступления 05 ноября 2014 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 12 января 2015 г.



*Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Л.Л. Кирий