

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

*На правах рукописи*



ЯКИМЕНКО КИРИЛЛ АЛЕКСАНДРОВИЧ

**ГИБРИДНЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТ С НИЗКИМ УРОВНЕМ  
ФАЗОВЫХ ШУМОВ**

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

Муром – 2018

**СОДЕРЖАНИЕ**

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ И АНАЛИЗА ИХ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	11
1.1. Сравнительный обзор основных методов синтеза частот.....	11
1.1.1. Прямой аналоговый метод синтеза.....	14
1.1.2. Косвенный метод синтеза частот.....	18
1.1.3. Прямой цифровой метод синтеза.....	21
1.2. Классификация и структурные схемы гибридных синтезаторов частот.....	26
1.2.1. Гибридные синтезаторы частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза.....	27
1.2.2. Гибридные синтезаторы частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза.....	30
1.3. Математическое моделирование шумовых характеристик синтезаторов частот.....	36
1.3.1. Математические модели шумовых характеристик генераторов частот.....	38
1.3.2. Математическое моделирование шумовых характеристик синтезаторов на основе ФАПЧ.....	39
1.3.3. Математические модели шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов.....	43
1.4. Выводы. Постановка цели и задач исследования.....	44
ГЛАВА 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ.....	46
2.1. Разработка математических моделей шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового метода синтеза.....	46

2.2. Разработка математических моделей шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза.....	52
2.2.1. Математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ.....	52
2.2.2. Математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора частот с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ.....	55
2.2.3. Математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ.....	58
2.2.4. Математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ.....	61
2.2.5. Сравнительный анализ шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот.....	66
2.3. Экспериментальные исследования шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот.....	69
2.4. Выводы.....	75
<b>ГЛАВА 3. ПРИМЕНЕНИЕ ОБРАЗОВ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ.....</b>	<b>77</b>
3.1. Обобщенная схема и частотное планирование гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора.....	77
3.1.1. Алгоритм частотного планирования ГСЧ, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, для формирования одночастотного сигнала.....	80
3.1.2. Алгоритм частотного планирования ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, для формирования заданного диапазона частот.....	86
3.2. Анализ шумовых характеристик гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС.....	94

3.3. Определение параметров гибридного синтезатора, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала .....	101
3.4. Экспериментальное исследование гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС .....	105
3.5. Выводы .....	110
<b>ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ И СИНТЕЗ СОВРЕМЕННЫХ ГЕТЕРОДИНОВ НА ИХ ОСНОВЕ .....</b>	<b>111</b>
4.1. Разработка программного комплекса для проектирования гибридных синтезаторов частот и моделирования их шумовых характеристик .....	111
4.2. Применение гибридных синтезаторов частот, использующих образы основной частоты ЦВС, в качестве гетеродинов современных радиосистем .....	119
4.3. Выводы .....	132
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>133</b>
<b>СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ .....</b>	<b>135</b>
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>136</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ .....</b>	<b>153</b>
П1. Фотография экспериментального стенда .....	153
П2. Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ .....	154
П3. Патент на полезную модель .....	156
П4. Акты внедрения результатов диссертационной работы .....	157

## ВВЕДЕНИЕ

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

Синтезаторы частот – это важнейшие элементы практически любой радиосистемы. Наиболее распространенными в настоящее время являются *прямой метод* синтеза частот (в свою очередь разделяющийся на прямой аналоговый и прямой цифровой) и *косвенный метод* синтеза частот. Синтезаторы прямого аналогового метода синтеза обеспечивают малый шаг и высокую скорость перестройки частоты, но наряду с этим имеют значительные массогабаритные показатели. Синтезаторы косвенного метода синтеза (обычно на основе систем фазовой автоподстройки частоты – ФАПЧ) формируют сигнал, в котором практически отсутствуют дискретные побочные составляющие спектра (ПСС), но имеют относительно большой шаг перестройки частоты, уменьшение которого ведет к росту фазовых шумов. С 1970-х годов широко распространяются синтезаторы прямого цифрового метода синтеза – цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС). Данные синтезаторы обеспечивают очень малый шаг перестройки частоты; но их максимальная выходная частота на сегодняшний день не превышает 1500 МГц, и спектр содержит большое количество дискретных компонентов (образы, гармоники и субгармоники основной частоты, а также негармонические составляющие). Вопросам исследования и развития методов синтеза частот посвятили работы отечественные ученые: Ю.И. Алехин, Л.А. Белов, Ю.К. Богатырев, В.Н. Кочемасов, В.Н. Кулешов, В.А. Левин, В.Н. Попов, В.В. Ромашов, А.В. Рыжков, И.В. Рябов, Д.Н. Шапиро, В.В. Шахгильдян, Н.П. Ямпурин и др.; а также зарубежные исследователи: А. Chenakin, D.V. Leeson, V. Manassevich, V.F. Kroupa, U.L. Rohde, J. Vankka и др.

Существенно снизить влияние недостатков вышеназванных синтезаторов позволяет гибридный метод синтеза. Суть данного метода заключается в том, что синтезатор частот, построенный по одному из методов синтеза, совершенствуется путем введения в его структуру элементов из синтезаторов частот, построенных по другому методу синтеза. Вследствие этого влияние недостатков, присущих

одним синтезаторам, снижается за счет достоинств других. Одними из наиболее перспективных являются гибридные синтезаторы частот на основе косвенного метода синтеза (ФАПЧ) и прямого цифрового метода синтеза (цифровых вычислительных синтезаторов), обеспечивающие малый шаг перестройки частоты и широкий диапазон выходных частот. Тем не менее, их уровень фазовых шумов значителен, поскольку является прямо пропорциональным квадрату коэффициента деления в цепи обратной связи.

Одной из основных характеристик выходного сигнала любого синтезатора частот является уровень фазовых шумов, который оценивается спектральной плотностью мощности (СПМ) фазовых шумов  $S(F)$  в зависимости от частоты отстройки  $F$ . Для теоретического исследования шумовых характеристик используются математические модели СПМ фазовых шумов, представленные в виде степенных полиномов. Такие модели разработаны D.B. Leeson, V.F. Кroupa, E. Drucker, А.В. Рыжковым, В.Н. Кулешовым, В.В. Ромашовым и другими авторами для генераторов частот, синтезаторов на основе ФАПЧ и их составных звеньев: фазовых дискриминаторов, умножителей и делителей частот, усилителей и смесителей, а также для цифровых вычислительных синтезаторов и некоторых частных случаев гибридных синтезаторов частот.

Однако экспериментально подтвержденные математические модели СПМ фазовых шумов гибридных синтезаторов частот практически отсутствуют, в связи с этим результатов теоретического анализа шумовых характеристик с целью определения возможности снижения уровня фазовых шумов таких синтезаторов частот в литературе представлено недостаточно.

**Целью диссертационной работы** является снижение уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов.

Поставленная цель предполагает решение следующих **задач**:

1. Разработать и экспериментально подтвердить математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных синтезаторов на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов, исследовать с их

помощью возможности снижения уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов;

2. Предложить схемы гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов с пониженным уровнем фазовых шумов.

3. Разработать и экспериментально подтвердить математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных синтезаторов с пониженным уровнем фазовых шумов.

4. Разработать алгоритмы частотного планирования предложенных гибридных синтезаторов, обеспечивающие выбор параметров синтезаторов для достижения наименьшего уровня фазовых шумов выходного сигнала. На основе предложенных алгоритмов автоматизировать проектирование гибридных синтезаторов частот, моделирование, сравнение и исследование их шумовых характеристик.

**Объект исследования** – гибридные синтезаторы частот.

**Предмет исследования** – шумовые характеристики гибридных синтезаторов частот.

**Методология и методы исследования.** При решении поставленных задач использовались методы спектрального анализа, методы математического моделирования и описания систем радиоавтоматики, методы экспериментального исследования и компьютерного моделирования.

**Научная новизна** работы заключается в следующем:

– разработаны и экспериментально подтверждены математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов, отличающиеся тем, что в них учитываются шумовые характеристики цифровых вычислительных синтезаторов;

– впервые предложено использовать копии спектра основной частоты цифрового вычислительного синтезатора в гибридных синтезаторах частот с целью снижения уровня фазовых шумов и разработаны структурные схемы таких гибридных синтезаторов;

– впервые разработаны и экспериментально подтверждены математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных синтезаторов, использующих копии спектра основной частоты цифрового вычислительного синтезатора;

– разработаны алгоритмы частотного планирования предлагаемых гибридных синтезаторов, позволяющие определять комбинации параметров данных синтезаторов для формирования заданных выходных частот и производить выбор тех параметров, которые обеспечивают наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала.

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

– разработанные и экспериментально подтвержденные математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных синтезаторов позволяют на стадии проектирования провести оценку шумовых характеристик разрабатываемых устройств;

– предложенная схема гетеродина на основе гибридного синтезатора, использующего копии спектра основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, обеспечивает малый шаг перестройки частоты (доли Гц), широкий диапазон выходных частот (до 10 октав) и низкий уровень фазовых шумов (выигрыш до 18 дБ перед малошумящими гетеродинами современных анализаторов спектра);

– предложенные алгоритмы и модели шумовых характеристик использованы при разработке программного комплекса, позволяющего провести частотное планирование гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов, моделирование, сравнение и исследование их шумовых характеристик.

**Степень достоверности** результатов работы обеспечивается применением апробированной методики анализа шумовых характеристик. Предложенные модели спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных



синтезаторов адекватны характеристикам реальных устройств, полученным в результате натуральных экспериментов.

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Разработанные и экспериментально подтвержденные математические модели шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов позволяют с высокой степенью точности теоретически оценивать уровень фазовых шумов таких синтезаторов для любых опорных и выходных частот.

2. Применение копий спектра основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов в гибридных синтезаторах частот позволяет уменьшить коэффициент деления в цепи обратной связи петли ФАПЧ и, тем самым, снизить уровень фазовых шумов гибридных синтезаторов на 10–18 дБ.

3. Предложенные алгоритмы частотного планирования предлагаемых гибридных синтезаторов, позволяют определять комбинации параметров данных синтезаторов для формирования заданных выходных частот и производить выбор тех параметров, которые обеспечивают наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала.

**Апробация работы.** Результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: V-VIII всероссийских научных Зворыкинских чтениях (Муром, 2013–2017); Всероссийской конференции «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2014 г.); 24-ой Международной IEEE Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2014 г.); III Всероссийской конференции «Радиолокационная техника: устройства, станции, системы РЛС-2015» (Муром, 2015 г.); XI-ой и XII-ой международных научных конференциях «Перспективные технологии в средствах передачи информации» (Суздаль, 2015 г., 2017 г.); XI-ой Международной IEEE Сибирской конференции по управлению и связи (Омск, 2015 г.); X-ой Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, 2016 г.); XV-ой Международной конференции «Авиация и космонавтика» (Москва, 2016 г.);

VII-ой Всероссийской конференции «Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации» (Москва, 2017 г.).

**Публикации.** По тематике исследований опубликовано 30 работ, из них 6 статей в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК РФ; 4 статьи в рецензируемых научных журналах; 3 публикации в сборниках трудов, индексируемых Scopus; 14 тезисов докладов на Международных и Всероссийских научно-практических конференциях. Получен патент на полезную модель и 2 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ.

**Внедрение результатов работы.** Результаты диссертационной работы внедрены в исследования по НИОКР при разработке формирователей сигналов радиосистем на АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов» (концерн ВКО «Алмаз-Антей»); внедрены в учебный процесс кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» при проведении занятий по курсу «Цифровые синтезаторы частот»; использованы при выполнении гранта администрации Владимирской области (2015 г.) и гранта РФФИ №16-37-00299 мол\_а (2016-2017 гг.), в которых автор является руководителем.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемой литературы и приложения. Общий объем работы составляет 158 страниц машинописного текста, включая 67 рисунков и 19 таблиц. Список литературы содержит 145 наименований, в том числе 30 работ автора.

## ГЛАВА 1. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ И АНАЛИЗА ИХ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

В данной главе проведен обзор основных методов синтеза частот. Дано определение гибридного метода синтеза, и исследованы наиболее распространенные структурные схемы гибридных синтезаторов частот. Определены достоинства и недостатки исследованных схем. Рассмотрена методика математического моделирования шумовых характеристик синтезаторов частот. Поставлены основные задачи и цель диссертационного исследования.

### 1.1. Сравнительный обзор основных методов синтеза частот

В соответствии с определениями [1, 2], *синтез частот* – это процесс формирования одного или нескольких по частоте колебаний с заданными номиналами частот на основе одного или нескольких опорных. *Синтезатор частот* – это конструктивно оформленное автономное функционально законченное устройство (или комплекс устройств), осуществляющее синтез частот. Фундаментальным вопросам теории синтеза частот, построения синтезаторов частот и улучшения их характеристик посвящено большое количество публикаций в отечественной и зарубежной литературе [1–14 и др.].

Опорные колебания формируются генераторами опорной частоты (ГОЧ). Синтезаторы, в составе которых один ГОЧ, называют *одноопорными*. При двух и более ГОЧ синтезаторы называют *многоопорными* [1, 6].

Основные характеристики выходного сигнала любого синтезатора частот можно разделить на три группы [2]:

1) Характеристики частоты:

➤ *частотный диапазон* – полоса частот между минимальной  $f_{min}$  и максимальной  $f_{max}$  частотами, генерируемыми синтезатором;

- *шаг перестройки (сетки) частоты ( $\Delta f$ )* – минимальный частотный интервал между соседними номинальными значениями частоты выходного сигнала. Обычно  $\Delta f = \text{const}$ ;
- *время перестройки (переключения)* с одной частоты на другую  $\tau_{\text{п}}$  – интервал времени между моментом окончания команды на перестройку и моментом, после которого отклонение частоты (фазы) не превышает заданного значения;
- *стабильность частоты* характеризует изменение частоты на определенном промежутке времени. В связи с этим выделяют долговременную и кратковременную стабильность (или нестабильность) частоты. Долговременная стабильность показывает изменения (флуктуации) частоты за длительный промежуток времени (дни, месяцы). Кратковременная – характеризует отклонения частоты за секундные интервалы.

## 2) Параметры уровня сигнала:

- *пределы регулирования* амплитуды выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  в диапазоне от минимального значения  $U_{\text{вых min}}$  до максимального  $U_{\text{вых max}}$ ;
- *погрешность установки выходного напряжения*;
- *мощность выходного сигнала  $P_{\text{вых}}$* .

## 3) Спектральные характеристики

Идеальный синусоидальный сигнал математически записывается в виде следующего выражения:

$$e(t) = U_0 \sin(2\pi f_0 t + \phi_0), \quad (1.1)$$

где  $U_0$  – амплитуда сигнала,  $f_0$  – частота сигнала,  $\phi_0$  – начальная фаза сигнала. Однако реальные сигналы обязательно содержат случайные составляющие амплитудной и фазовой модуляции. С учетом этого формула реального синусоидального сигнала принимает вид:

$$e(t) = (U_0 + \varepsilon(t)) \cdot \sin(2\pi f_0 t + \phi(t)), \quad (1.2)$$

где  $\varepsilon(t)$  – флуктуации амплитуды,  $\phi(t)$  – случайный процесс, определяющий шум фазы [15].

На рисунке 1.1 представлены идеальный (а) и реальный (б) сигналы в частотной области.

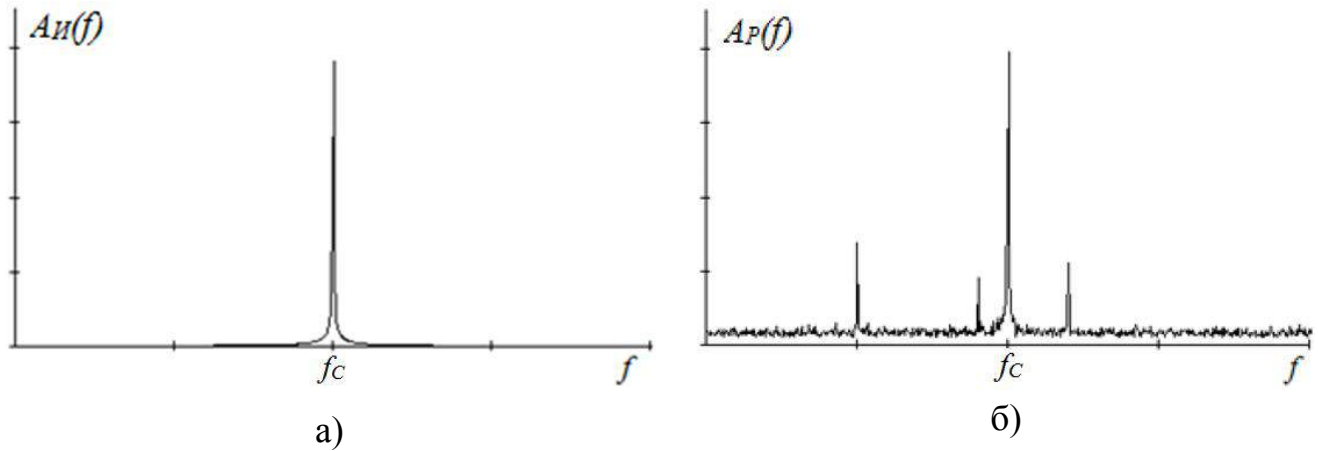


Рисунок 1.1 – Идеальный (а) и реальный (б) гармонические сигналы в частотной области

В спектре реальных сигналов можно выделить две составляющие [2].

1) *Дискретная составляющая спектра*, которая представлена в виде отдельных гармоник, субгармоник и/или негармонических комбинационных составляющих (spurs, spurious в англоязычной литературе [7]) вблизи основной частоты сигнала  $f_c$ . Дискретные компоненты называются *побочными составляющими спектра* (ПСС, в некоторой литературе – паразитные спектральные составляющие) выходного сигнала. Часто используемый в литературе термин «уровень ПСС» – это отношение мощности дискретной ПСС к мощности полезного сигнала, выраженное в дБ.

2) *Шумовая составляющая* имеет вид непрерывной части спектра.

Существует два определения шумов в синтезаторе:  $S_\varphi$  – спектральная плотность фазовых флуктуаций и  $S_v$  – спектральная плотность напряжения (содержит компоненты и амплитудных и фазовых шумов).  $S_v$  снимается напрямую с помощью анализатора спектра, тогда как  $S_\varphi$  наблюдается тогда, когда сигнал вначале пропущен через фазовый детектор [15–17].

Спектральная плотность фазовых флуктуаций имеет размерность  $\text{рад}^2/\text{Гц}$  и определяется по формуле

$$S_{\phi}(F) = \frac{[\Delta\varphi_{СКЗ}^2(F)]}{BW}, \quad (1.3)$$

где  $F$  – частота отстройки от несущей;  $\Delta\varphi_{СКЗ}$  – среднеквадратическое значение флуктуации фазы;  $BW$  – полоса, используемая при измерении  $\Delta\varphi_{СКЗ}$ .

Международная организация радиоинженеров IEEE [18] определяет *фазовый шум* в генераторах как быстрые, краткосрочные, случайные флуктуации фазы, вызванные нестабильностями во временной области. Спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов в одиночной боковой полосе  $S(F)$  (в англоязычной литературе  $\mathcal{L}(F)$ ) относительно мощности несущей в децибелах (дБн) на 1 Гц полосы пропускания задается как

$$S(F) = \frac{P_{SSB}}{P_C}, \quad (1.4)$$

где  $P_{SSB}$  – СПМ шума на заданной отстройке от несущей в одиночной боковой полосе, пересчитанная в полосу 1 Гц;  $P_C$  – полная мощность сигнала.

При отсутствии в сигнале амплитудных флуктуаций СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе на 3 дБ меньше, чем СПМ фазовых шумов полного колебания

$$S(F) = 10 \lg \left( \frac{S_{\phi}(F)}{2} \right). \quad (1.5)$$

Кроме характеристик выходного сигнала, существуют еще такие параметры синтезаторов как: энергопотребление, массогабаритные характеристики и др.

Проведем сравнительное исследование современных методов синтеза частот, отметив их основные достоинства и недостатки.

### 1.1.1. Прямой аналоговый метод синтеза

Синтезаторы прямого аналогового метода синтеза – *аналоговые синтезаторы частот (АСЧ)* – это аналоговые устройства, преобразующие колебания одного (или нескольких) ГОЧ с фиксированной частотой  $f_{ГОЧ}$  в синтезируемую частоту  $f_c$  путем алгебраических операций (сложения, вычитания,

умножения, деления) над коммутируемыми опорными частотами, полученными из  $f_{ГОЧ}$  [2]. Структуры, принцип действия, основные характеристики АСЧ подробно рассмотрены в [1, 2, 4–6]. В [2] предлагается классификация АСЧ по топологическому строению и элементной базе (фильтрующим элементам).

В [1, 2, 5, 19] отмечено, что чаще всего в качестве ГОЧ в АСЧ используются генераторы с резонаторами на поверхностных акустических волнах (ПАВ-генераторы). ПАВ-генераторы имеют достоинства: относительно высокие выходные частоты (единицы ГГц), а также низкий уровень фазовых шумов. Недостатки ПАВ-генераторов: большое время задержки поверхностной волны при распространении от входа фильтра к выходу и относительно высокий уровень дискретных ПСС. Методы повышения быстродействия АСЧ на ПАВ-генераторах и улучшения спектральных характеристик предлагаются, например, в [5, 19, 20].

АСЧ могут быть как одноопорными, так и многоопорными. Основные звенья, наиболее часто используемые в АСЧ, кроме ГОЧ: умножители частоты, делители частоты, фильтры, смесители частоты и ключевые элементы (переключатели). Одноопорные АСЧ, как правило, более востребованы в современной технике. Известны несколько методов построения одноопорных АСЧ [6].

Синтезаторы, построенные по *методу прямого преобразования*, состоят из генератора опорной частоты (ГОЧ); делителей частоты; умножителей частоты; смесителей, нагруженных на полосовые фильтры (ячейки преобразования частоты – ЯПЧ). Для формирования сетки частот данные синтезаторы должны иметь умножители и делители с переменными коэффициентами умножения и деления. К тому же необходимо осуществлять перестройку фильтра. Поэтому такие схемы редко используются в системах, где требуется частая перестройка по частоте. Увеличения количества синтезируемых частот без использования перестраиваемых умножителей и делителей можно добиться лишь увеличением количества ячеек преобразования частоты, что приводит к существенному усложнению схемы.

Принцип работы синтезаторов, построенных по *методу гармоник*, заключается в том, что к генератору опорной частоты подключается генератор гармоник (обычно импульсных последовательностей), на выходе которого стоит перестраиваемый фильтр. Поскольку спектр выходного сигнала генератора гармоник содержит частоты  $f_{ГГ} = mf_{ГОЧ}$ , где  $m = 1, 2, \dots$ , то  $f_{ГОЧ}$  должна соответствовать требуемому шагу перестройки частот. Технически реализовать перестраиваемый фильтр очень сложно, поэтому применяются схемы с использованием плавно перестраиваемого генератора.

Для увеличения количества выходных частот и уменьшения шага перестройки на основе вышеназванных методов были разработаны более сложные АСЧ. Широкое распространение с 40-х гг. XX века получили АСЧ, построенные *по методу идентичных декад* [1, 2, 23–25]. В таких синтезаторах осуществляется независимое формирование десятичных знаков (цифр) в номинале частоты. В каждой декаде над частотами опорных и выходных колебаний выполняются алгебраические операции: сложения (два раза) и деления. Достоинства декадных синтезаторов: точность и стабильность выходных частот, низкий уровень фазовых шумов и ПСС за счет делителя на 10. Существенным недостатком являются значительные массогабаритные показатели.

*Максимальная выходная частота* АСЧ ограничивается только с точки зрения качественных показателей выходного сигнала. У современных АСЧ составляет примерно единицы ГГц при опорных частотах в сотни МГц. Получение октавной перестройки вызывает значительное усложнение АСЧ за счет секции транспонирования частот.

*Шаг перестройки частоты* в большинстве АСЧ постоянен по диапазону. Величина шага может принимать сколь угодно малое значение, но уменьшение шага достигается за счет усложнения схемы.

*Время переключения* определяется временем переходного процесса в фильтрах схемы и/или временем переключения ключевых элементов. Типовое значение времени переключения современных АСЧ составляет десятки наносекунд.



## Спектральные характеристики современных АСЧ.

1. *Дискретные ПСС выходного сигнала АСЧ* формируются каждым звеном синтезатора и передаются на выход. Современные интегральные ГОЧ генерируют сигнал с относительно чистым спектром. Умножители частоты выполняются в виде нелинейного элемента, формирующего гармоники входной частоты, и фильтра, выделяющего нужную частоту; однако фильтры не обеспечивают полного подавления гармоник входной частоты, и они просачиваются в выходной сигнал. В выходной сигнал смесителей помимо суммарной и разностной частоты проникают исходные частоты, а также множество интермодуляционных составляющих [26, 27]. Кроме того, в выходной сигнал АСЧ могут проникать ПСС, представляющие собой соседние частоты в банке выходных сигналов, поскольку переключение осуществляется через коммутаторы, в которых трудно добиться полной развязки [2, 5]. Полосовые фильтры в структуре АСЧ – основные средства для подавления дискретных ПСС, формирующихся предыдущими звеньями синтезатора.

У современных АСЧ уровень дискретных ПСС выходного сигнала (в том числе и на значительных отстройках от несущей) составляет  $-50.. -60$  дБн в области сверхвысоких частот (СВЧ) и  $-80 \dots -110$  дБн в области высоких частот (ВЧ) [5, 10].

2. *Уровень фазовых шумов АСЧ* зависит от собственных шумов ГОЧ и наличия в структуре умножителей частоты со значительными коэффициентами умножения. Типичные значения уровня фазовых шумов современных АСЧ при формировании 1 ГГц составляют  $-130 \dots -140$  дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей. Как правило, улучшение спектральных и шумовых характеристик АСЧ требует усложнения схемы, что приводит к увеличению массы и габаритов, а также росту потребляемой мощности.

В настоящее время АСЧ применяются в основном в системах радиопротиводействия, где требуется высокая скорость перестройки с одной частоты на другую. Такое ограниченное применение связано со значительными

массогабаритными показателями [2]. Усредненные значения основных характеристик современных АСЧ сведены в таблицу 1.1.

### 1.1.2. Косвенный метод синтеза частот

Появление полупроводниковых элементов в середине XX века привело к созданию синтезаторов с автоматической подстройкой частоты. Различают две разновидности систем автоматической подстройки частоты: частотная (ЧАПЧ) и фазовая (ФАПЧ). В настоящее время синтезаторы на основе систем ФАПЧ более распространены в современных радиосистемах. Принцип работы системы ФАПЧ, а также основные параметры, способы улучшения характеристик синтезаторов на ее основе подробно рассмотрены в отечественной и зарубежной литературе [1–8, 11–12, 28–34 и др.].

Структурная схема простейшего синтезатора на основе системы ФАПЧ представлена на рисунке 1.2.

На структурной схеме применены обозначения: ГОЧ – генератор опорной частоты; ДЧ1, ДЧ2 – делители частоты с коэффициентами деления  $N_1$ ,  $N_2$ ; ФД – фазовый дискриминатор; ФНЧ – фильтр нижних частот; ГУН – генератор, управляемый напряжением с выходной частотой  $f_{ВЫХ}$ . Принцип действия заключается в следующем: частота сигнала ГОЧ  $f_{ГОЧ}$  делится в делителе ДЧ1 на коэффициент деления  $N_1$ , затем сигнал подается на один из входов ФД. На другой вход подается выходной сигнал ГУН с частотой  $f_{ВЫХ}$ , поделенной в ДЧ2 на

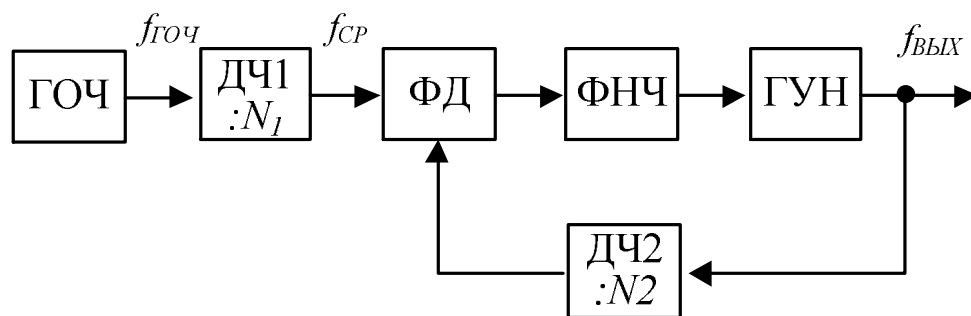


Рисунок 1.2 – Структурная схема синтезатора на основе системы ФАПЧ

коэффициент деления  $N_2$ . Сигнал ошибки с фазового дискриминатора после фильтрации в ФНЧ подстраивает частоту выходного сигнала ГУН. Делитель ДЧ2, как правило, делают с переменным коэффициентом деления – ДПКД. За счет изменения коэффициента деления осуществляется перестройка по частоте синтезатора на основе ФАПЧ.

В качестве аналоговых ФД широко применялись балансные фазовые детекторы. В настоящее время наиболее распространены импульсные системы фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ), которые часто неточно называют цифровыми [35, 36]. В ИФАПЧ в качестве фазовых дискриминаторов применяются импульсные фазовые детекторы (ИФД), предназначенные для измерения разности фаз двух сигналов близких частот, если форма одного или обоих колебаний не гармоническая, а импульсная. ИФД реализуют на логических элементах: ИФД на RS-триггере; ИФД на основе элемента «исключающее ИЛИ»; ИФД типа «выборка-запоминание»; импульсный частотно-фазовый детектор (ИЧФД) с тремя состояниями. Последний более распространен в современных интегральных синтезаторах косвенного метода синтеза из-за обеспечения наименьшего времени перехода от режима биений к режиму синхронизма [35].

ГУН – перестраиваемый генератор, частота выходного сигнала которого изменяется в зависимости от внешнего управляющего напряжения. Основные элементы ГУН: генераторный прибор (активный элемент), колебательная система и управитель частотой, как правило, реализованный на варикапах. Во многих синтезаторах в качестве ГУН применяются ЖИГ-генераторы, управитель частотой в которых реализован на резонаторе из сферического железо-иттриевого граната (ЖИГ) [37].

*Максимальная выходная частота* не зависит от значения частоты ГОЧ, так как ФАПЧ работает по принципу умножения, и в настоящее время составляет десятки ГГц. Современные ГУНы способны формировать диапазон частот, превышающий октаву.

*Шаг перестройки частоты* синтезаторов на основе ФАПЧ определяется частотой сравнения в фазовом дискриминаторе. Уменьшить шаг перестройки

частот без ухудшения шумовых характеристик можно за счет применения в структуре синтезатора нескольких колец ФАПЧ [5]. В данных системах малый шаг сетки частот, формируемый одним кольцом, переносится на СВЧ диапазон без изменения. Однако введение большого количества дополнительных колец приводит к усложнению схемы и увеличению времени перестройки.

Развитие цифровой схемотехники привело к появлению [38] и широкому распространению в настоящее время синтезаторов частот на основе ФАПЧ с дробным коэффициентом деления (Fractional-N) [39, 40]. В таких синтезаторах шаг сетки частот не зависит от частоты сравнения. К недостаткам данных синтезаторов можно отнести высокий уровень дискретных ПСС выходного сигнала из-за высокого уровня помех дробности.

*Время перестройки частоты* определяется параметрами петлевого ФНЧ. Уменьшения времени перестройки можно добиться за счет увеличения полосы пропускания ФНЧ.

#### Спектральные характеристики.

1. Основная часть *дискретных ПСС* выходного сигнала синтезаторов косвенного метода синтеза сосредоточена вблизи несущей в полосе отстройки, равной полосе пропускания петлевого ФНЧ. На частотах отстройки от несущей, превышающих полосу пропускания петлевого ФНЧ, нежелательные дискретные ПСС подавляются петлевым ФНЧ, и степень подавления зависит от типа и порядка фильтра. Причинами возникновения дискретных ПСС являются: попадание на входы ФД дискретных ПСС, формирующихся в выходном сигнале звеньев системы ФАПЧ (ГОЧ, делителей частоты (особенно цифровых)) [5]; утечки через ФНЧ импульсов выходного сигнала ИФД [27] (результате в спектре образуются интермодуляционные составляющие с частотами отстройки от основной несущей, кратными частоте сравнения в ИФД  $f_{CP}$ ); различные модулирующие наводки на входы звеньев синтезатора (помехи от пульсаций питающих напряжений, внешние воздействия, и др.) [41].

2. *Уровень фазовых шумов.* На рисунке 1.3 представлена зависимость СПМ фазовых шумов разомкнутого ГУН (кривая 1) и ГУН, охваченного петлей ФАПЧ (кривая 2), от частоты отстройки. В соответствии с законами систем радиоавтоматики уровень фазовых шумов выходного сигнала систем ФАПЧ зависит от коэффициента передачи по фазе цепи обратной связи (прямо пропорционален квадрату коэффициента деления). Для уменьшения уровня фазовых шумов выходного сигнала необходимо увеличить частоту сравнения в ФД. Однако значение частоты сравнения ФД соответствует значению шага сетки

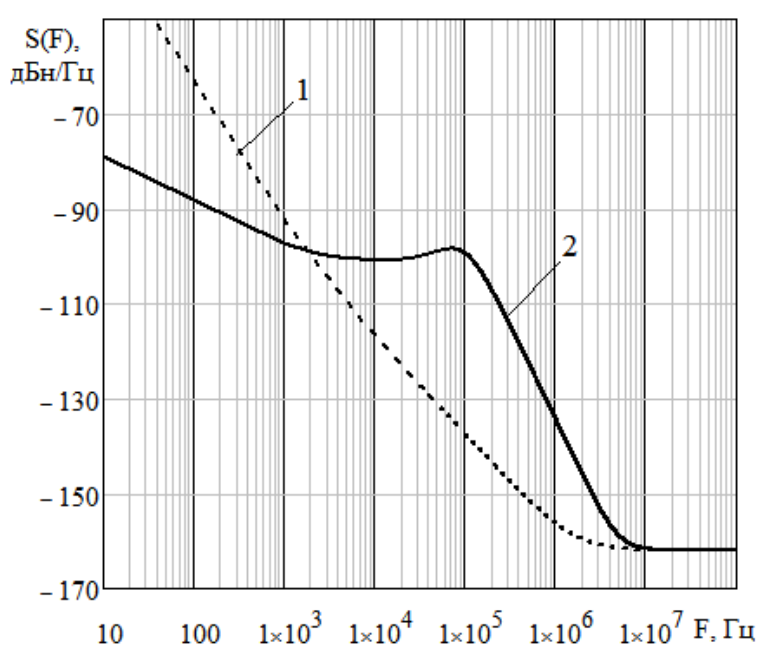


Рисунок 1.3 – СПМ фазовых шумов разомкнутого ГУН (1) и ГУН, охваченного петлей ФАПЧ (2)

частот. Таким образом, уменьшение шага сетки частот за счет уменьшения частоты сравнения неизбежно ведет к росту фазовых шумов. Для уменьшения коэффициента деления в цепь обратной связи вводят смеситель, на который подается сигнал смещения (подставки) с ГОЧ или дополнительного генератора [5]. Основные характеристики современных

синтезаторов на основе ФАПЧ [42, 43] сведены в таблицу 1.1.

### 1.1.3. Прямой цифровой метод синтеза частот

Развитие прямого цифрового метода синтеза (англ. direct digital synthesis) начинается с 1970-х гг. [44, 45]. Синтезаторы прямого цифрового метода синтеза (англ. direct digital synthesizers, DDS) в русскоязычной литературе получили название «цифровые вычислительные синтезаторы» (ЦВС). Характерной

особенностью ЦВС является то, что отсчеты синтезируемого сигнала вычисляются цифровыми методами, после чего с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) преобразуются в аналоговую форму. Исследования прямого цифрового метода синтеза широко представлены в отечественной и зарубежной литературе [2, 6–8, 12, 34, 46–56]. По виду синтезируемого колебания ЦВС подразделяются на две большие группы: ЦВС двухуровневых сигналов и ЦВС многоуровневых сигналов.

Структурная схема простейшего ЦВС представлена на рисунке 1.4. На схеме применены обозначения: НКФ – накопитель кода фазы, ПК – преобразователь кода фазы в код амплитуды, ЦАП – цифроаналоговый преобразователь.

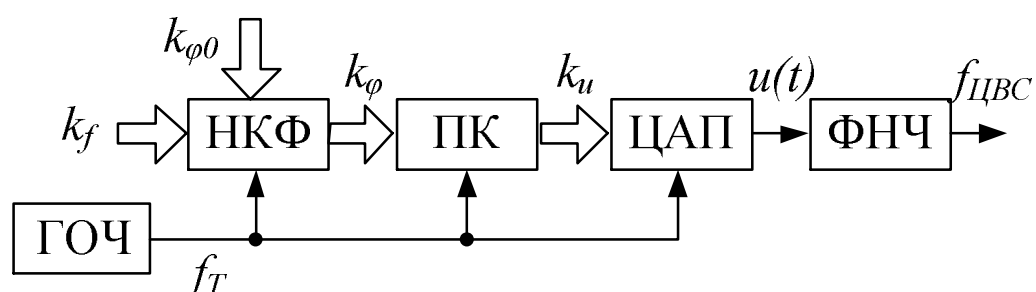


Рисунок 1.4 – Структурная схема ЦВС

Принцип действия заключается в следующем: на вход НКФ поступает код частоты  $k_f$ , а в регистр НКФ записан код начальной фазы  $k_{\varphi 0}$ . С каждым импульсом тактовой частоты в НКФ к коду фазы прибавляется код частоты, следовательно, на выходе НКФ накапливается код выходной фазы  $k_{\varphi}$ . В ПК записаны значения коэффициентов сигнала (как синусоидального, так и сигнала любой другой формы) в зависимости от кода фазы. На выходе ЦАП формируется непрерывный сигнал ступенчатой формы. Поэтому после ЦАП необходимо включать фильтр нижних частот с частотой среза, близкой к половине тактовой частоты. Чтобы изменить форму выходного сигнала, необходимо заменить значения коэффициентов в ПК.

Максимальная выходная частота ЦВС  $f_{\text{ЦВСmax}}$  зависит от значения тактовой частоты. По теореме Котельникова  $f_{\text{ЦВСmax}}$  составляет половину тактовой частоты. Однако на практике принято  $f_{\text{ЦВСmax}} \leq 0,4f_T$ . Диапазон синтезируемых частот

определяется возможностями фильтрации полезной спектральной составляющей. Современные ЦВС практически не имеют ограничений по минимальной синтезируемой частоте. Задача повышения максимальной частоты ЦВС неразрывно связана с повышением тактовой частоты без ухудшения спектральных характеристик.

Шаг перестройки частоты  $\Delta f_c$  определяется по формуле:

$$\Delta f = \frac{f_T}{2^{N_{НКФ}}}, \quad (1.6)$$

где  $N_{НКФ}$  – разрядность НКФ. У современных ЦВС шаг перестройки может составлять доли Гц.

Время переключения  $\tau_n$  определяется суммой времени переключения ЦВС и времени переходного процесса в выходном фильтре схемы. Время переключения ЦВС зависит от номинального значения кода  $k_f$  и его приращения при переключении с частоты на частоту, разрядности ЦВС, а также его состояния на момент переключения.

В многоуровневом ЦВС время переключения равно времени запаздывания в прохождении команды с входа ЦВС на его выход. В двухуровневом ЦВС данное время в общем случае не превосходит половины периода синтезируемого сигнала.

#### Спектральные характеристики ЦВС:

1. *Дискретные ПСС* выходного сигнала ЦВС принято классифицировать на следующие группы в зависимости от причин их возникновения [46, 49, 56 и др.]:

1) Копии спектра (images, англ. – образы) основной (выходной) частоты ЦВС  $f_{ЦВС}$ , возникающие в спектре, как результат цифро-аналогового преобразования цифрового кода в синусоиду. Частоты образов определяются:

$$f_{ОБР} = \left| n \cdot f_T + f_{ЦВС} \right|, \quad (1.7)$$

где  $n = \dots -n_{max}, -2, -1, 1, 2, n_{max} \dots$  – номера образа. Амплитуда образов изменяется по закону синуса Котельникова и определяется

$$A_{ОБР}(f_{ОБР}) = \frac{\sin[(\pi \cdot f_{ОБР})/f_T]}{(\pi \cdot f_{ОБР})/f_T}. \quad (1.8)$$

В литературе имеются публикации [54 и др.], в которых обоснована возможность использования образов основной частоты для увеличения выходной частоты цифровых вычислительных синтезаторов.

2) Гармоники основной частоты и образов возникают из-за нелинейности ЦАП. Частоты гармоник определяются

$$f_{\text{ГАРМ ЦВС}} = n \cdot f_T \pm m \cdot f_{\text{ЦВС}}, \quad (1.9)$$

где  $m = 2, 3 \dots$  – целые числа. Точное определение амплитуды гармоник затруднено из-за отсутствия данных по передаточной характеристике ЦАП, зависимости самой характеристики от температуры и выходного тока.

3) Дискретные ПСС, вызванные усечением кода фазы в ЦВС (усечение кода фазы применяется для уменьшения объема ПЗУ, используемого в ЦВС).

4) Дискретные ПСС, вызванные ошибкой квантования амплитуды в ЦАП ЦВС. Уровень таких ПСС зависит от разрядности ЦАП  $N_{\text{ЦАП}}$  (для ЦАП с  $N_{\text{ЦАП}} > 8$  амплитудное распределение ошибки квантования близко к равномерному).

Дискретные ПСС выходного сигнала ЦВС принято характеризовать следующими параметрами: *динамический диапазон свободный от гармоник* (англ. SFDR) – это соотношение (в децибелах) между величиной основного сигнала и величиной максимального пика в спектре выходного сигнала, включая гармоники, интермодуляционные составляющие и продукты наложения спектров; дрожание фронтов (джиттер) – это динамическое отклонение фронта сигнала от среднего положения фронта, измеренного за период времени. [48, 56].

2. *Уровень фазовых шумов.* Главными источниками фазовых шумов является генератор тактового сигнала (ГОЧ) с учетом коэффициента передачи  $K_{\text{ЦВС}}$  и звенья ЦВС (НКФ, ЦАП). Фазовый шум сигнала тактового генератора на выходе ЦВС теоретически ослабляется на  $20 \lg(f_T/f_{\text{ЦВС}})$  дБ [2, 6, 50, 57 и др.].

Усредненные значения параметров современных ЦВС [58–60] сведены в таблицу 1.1.



Таблица 1.1 – Сравнение параметров современных синтезаторов частот

<i>Метод синтеза</i> <i>Параметр</i>	<i>Синтезаторы прямого аналогового метода синтеза</i>	<i>Синтезаторы косвенного метода синтеза</i>	<i>Синтезаторы прямого цифрового метода синтеза</i>
<i>Максимальная выходная частота <math>f_{ВЫХmax}</math></i>	10-ки ГГц	10-ки ГГц	1,5 ГГц для ЦВС в виде ИМС
<i>Диапазон синтезируемых частот <math>f_{ВЫХmin} \dots f_{ВЫХmax}</math></i>	меньше октавы	больше октавы (0,01–10-ки ГГц у многокольц. схем)	0 ... 1,5 ГГц
<i>Шаг перестройки частоты <math>\Delta f_c</math></i>	<0,5 Гц (в декадных синтезаторах)	0,01 МГц ... 1 МГц (0,01 Гц для Fractional-N)	< 0,001 Гц
<i>Время переключения <math>\tau_n</math></i>	10...100 нс	1...10 мкс	5...40 нс
<i>Габариты</i>	объем $10^{-4} - 0,1 \text{ м}^3$	исполняются в виде ИМС	исполняются в виде ИМС
<i>Потребляемая мощность</i>	До 2 Вт (при разогреве до 20 Вт)	1–10 мВт	0,1...10 Вт
<i>Уровень фазовых шумов, дБн/Гц (приведенный к <math>f_{ВЫХ} = 1 \text{ ГГц}</math>, на <math>F = 10 \text{ кГц}</math>)</i>	-110 ... -135	-90 ... -120	-130 ... -140
<i>Уровень дискретных ПСС, дБн</i>	-50 ... -60	-80 ... -85	-55 ... -60

Таким образом, можно сделать конкретные выводы о достоинствах и недостатках каждого из методов синтеза.

Достоинства синтезаторов прямого аналогового метода синтеза: малое время и малый шаг перестройки частоты, низкий уровень фазовых шумов. Недостатки: значительные массогабаритные показатели, большая потребляемая мощность.

Достоинства синтезаторов на основе ФАПЧ: малые габариты, масса и потребляемая мощность, малое количество и низкий уровень дискретных побочных составляющих спектра выходного сигнала. Недостатки синтезаторов на основе ФАПЧ: низкое быстродействие, уширение спектральной линии вблизи несущей.

Достоинства ЦВС: широкий диапазон перестройки выходной частоты, высокое разрешение по частоте, малые габариты, малое время перестройки. Недостатки ЦВС: относительно невысокие выходные частоты, значительный уровень дискретных ПСС выходного сигнала.

## **1.2. Классификация и структурные схемы гибридных синтезаторов частот**

Отмеченные в параграфе 1.1. недостатки методов синтеза частот накладывают существенные ограничения при использовании синтезаторов в современных радиосистемах. В связи с этим уменьшение влияния недостатков представляется актуальной задачей.

Одно из решений – применение гибридного метода синтеза. *Гибридный метод синтеза частот* – это такой метод синтеза, при котором для формирования сетки выходных частот используются комбинации существующих методов синтеза с целью снизить влияние недостатков одних методов за счет достоинств других.

*Гибридный синтезатор частот (ГСЧ)* – конструктивно оформленное автономное функционально законченное устройство (или комплекс устройств), построенное по гибриднему методу синтеза.

С 1980-х гг. гибридные синтезаторы частот все активнее начинают распространяться в качестве формирователей сигналов в современных приемо-передающих системах и контрольно-измерительной аппаратуре. До недавнего времени по тематике гибридного метода синтеза в отечественной и зарубежной литературе были представлены либо обобщенные обзоры структур гибридных синтезаторов [2, 6, 7, 10, 49, 53, 61–63], либо разработаны конкретные схемы для

определенных приложений [64–76]. Результаты математического и имитационного моделирования гибридных синтезаторов представлены в [77–80]. В настоящее время гибридные синтезаторы частот выпускаются производителями в виде субблоков, в том числе и на основе интегральных микросхем [81–85].

Теоретически можно выделить 4 основных типа синтезаторов гибридного метода синтеза: прямой аналоговый + прямой цифровой методы, косвенный + прямой цифровой методы, прямой аналоговый + косвенный методы, прямой цифровой + косвенный + прямой аналоговый методы. На рисунке 1.5 представлена декомпозиция способов построения гибридных синтезаторов частот.

Как правило, ГСЧ на основе прямого аналогового и косвенного методов синтеза применялись для формирования высокостабильных колебаний в СВЧ и КВЧ диапазоне. Примеры подобных синтезаторов представлены в [2, 5, 64]. Данные синтезаторы имеют сложные структуры. Расширение диапазона выходных частот и уменьшение шага сетки приводит к значительному усложнению и увеличению массогабаритных и стоимостных показателей синтезаторов. Области применения ГСЧ на основе прямого аналогового и косвенного методов синтеза довольно специфичны, и в настоящее время подобные синтезаторы редко применяются.

#### 1.2.1. Гибридные синтезаторы частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза

Принцип действия большинства ГСЧ на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза заключается в том, что выходной сигнал одного или нескольких ЦВС переносится на более высокий диапазон частот с помощью умножения или смещения [6, 7, 61, 65]. Таким образом, помимо ЦВС и ГОЧ в структуре ГСЧ на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза могут присутствовать смесители, умножители, коммутирующие переключатели, делители и др.

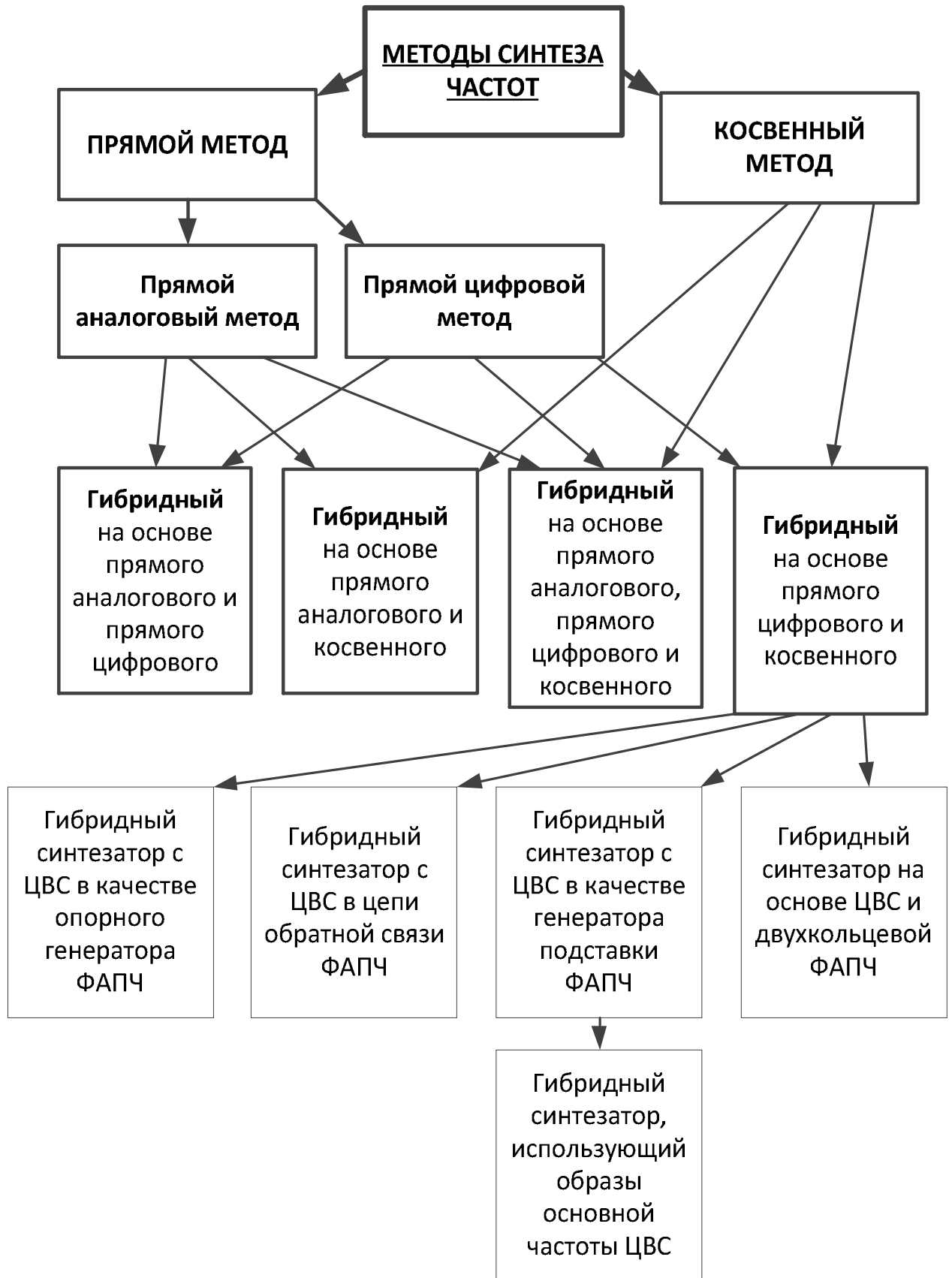


Рисунок 1.5 – Декомпозиция способов построения гибридных синтезаторов

Пример архитектуры многоопорного ГСЧ на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза представлен на рисунке 1.6 [61].

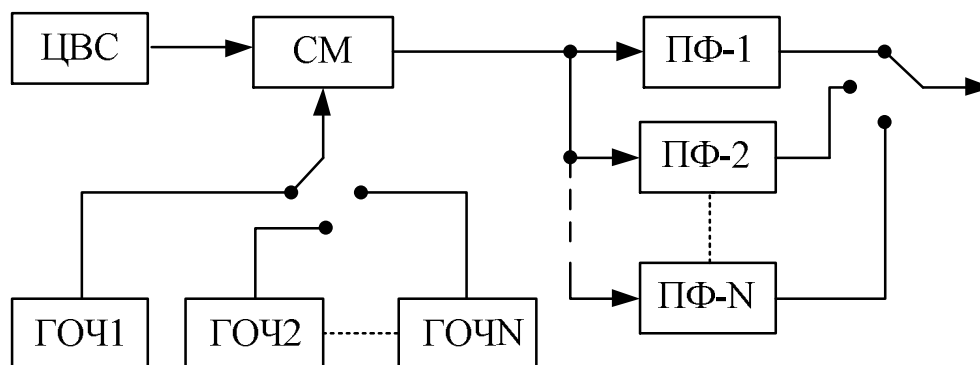


Рисунок 1.6 – Гибридный синтезатор на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза

Данный синтезатор состоит из банка генераторов ГОЧ1...ГОЧN, смесителя СМ, цифрового вычислительного синтезатора ЦВС и набора полосовых фильтров. Крупный шаг сетки частот получается переключением выходного сигнала банка ГОЧ. ЦВС в свою очередь обеспечивает малый шаг перестройки. Достоинства гибридного синтезатора: широкий диапазон частот; высокая скорость перестройки; низкий уровень фазовых шумов; малое количество и малый уровень побочных составляющих спектра на больших отстройках от несущей за счет применения полосовых фильтров; достижение очень малого шага перестройки частоты (за счет ЦВС). Таким образом, гибридный метод синтеза позволил устранить недостаток прямого аналогового метода синтеза, заключающийся в обеспечении малого шага перестройки лишь путем значительного усложнения схемы; а также недостатки прямого цифрового метода синтеза (относительно небольшие выходные частоты и значительный уровень дискретных ПСС вдали от несущей). Тем не менее, ГСЧ, представленный на рисунке 1.7, сохранил такие недостатки как большое количество дискретных ПСС вблизи несущей, генерируемых ЦВС и проникающих в полосу пропускания полосовых фильтров, а также значительное энергопотребление.

Рассмотрим схему одноопорного ГСЧ на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза, в которой представлены наиболее распространенные в АСЧ звенья (рисунок 1.7)

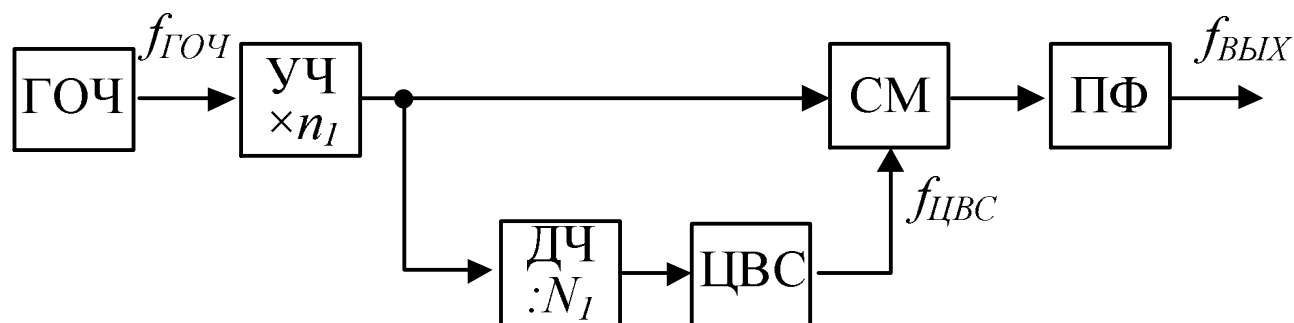


Рисунок 1.7 – Одноопорный гибридный синтезатор на основе ЦВС и аналогового метода синтеза

Достоинством данного ГСЧ можно считать его относительную простоту по сравнению с ГСЧ на рисунке 1.7 и меньшее энергопотребление. Шаг перестройки частоты данного синтезатора равен шагу перестройки частоты ЦВС и составляет

$$\Delta f_{\text{ПАПЧ}} = \frac{n_1}{N_1} \frac{f_{\text{ГОЧ}}}{2^{N_{\text{НКФ}}}}$$

В настоящее время фирмы-производители выпускают гибридные синтезаторы на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза [81]. Их усредненные параметры сведены в таблицу 1.2.

### 1.2.2. Гибридные синтезаторы частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза

В зависимости от расположения ЦВС в структуре системы ФАПЧ можно выделить несколько типов ГСЧ на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза. Структурная схема гибридного синтезатора с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ представлена на рисунке 1.8 [68, 71, 74, 78, 72, 75].

Генератор опорной частоты тактирует ЦВС, выходная частота которого подается на ФД системы ФАПЧ для сравнения. Поскольку выходная частота ЦВС

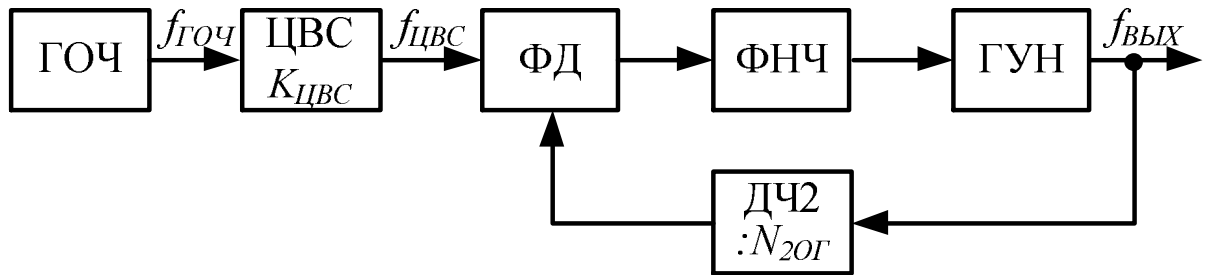


Рисунок 1.8 – Гибридный синтезатор с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ

ограничена максимально допустимым значением частоты сравнения в фазовом дискриминаторе (у современных микросхем ФАПЧ она достигает 100 МГц), необязательно повышать тактовую частоту ЦВС до максимально возможных пределов.

В данном ГСЧ систему ФАПЧ можно представить в качестве умножителя выходной частоты ЦВС в  $N_{20Г}$ -раз. Гибридный синтезатор обеспечивает широкую полосу частот, практически свободную от нежелательных составляющих спектра. Шаг перестройки частоты составляет  $\Delta f_{ГСЧ} = N_2 \Delta f_{ЦВС}$ , где  $\Delta f_{ЦВС}$  – шаг перестройки ЦВС (1.7). Поскольку шаг сетки частот ЦВС достигает долей герца, шаг перестройки всего синтезатора тоже будет иметь небольшое значение.

Структурная схема гибридного синтезатора с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ представлена на рисунке 1.9 [67, 81]. В данной схеме ЦВС включен в цепь обратной связи ФАПЧ и выполняет роль делителя частоты с переменной

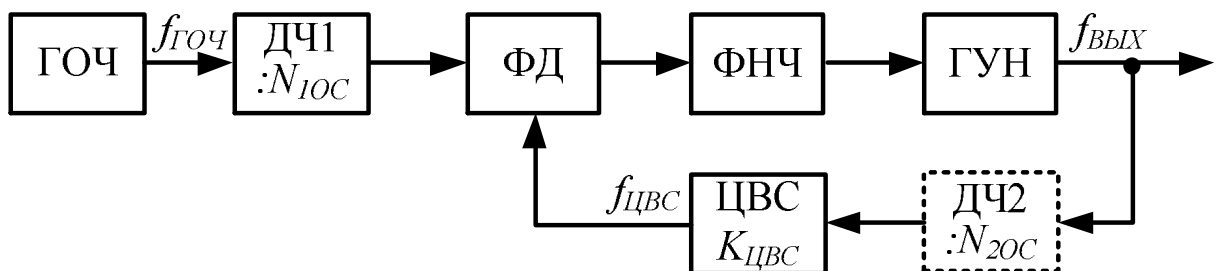


Рисунок 1.9 – Гибридный синтезатор с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ

кратностью деления выходного сигнала ГУН.

Для получения необходимой частоты сравнения ФД частота выходного сигнала ГОЧ может быть поделена в делителе ДЧ1. Выходной сигнал ГУН является тактовым для ЦВС. Максимальная тактовая частота современных интегральных ЦВС достигает 3,5 ГГц. Поэтому, если частота выходного сигнала ГУН больше максимальной тактовой, то необходимо использовать дополнительный делитель ДЧ2. Выходная частота ГСЧ (при отсутствии делителей) определяется как

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ГОЧ}} \cdot \frac{1}{K_{\text{ЦВС}}} \quad (1.10)$$

По сути ЦВС в данной схеме является дробным делителем частоты. Поэтому достоинства данного синтезатора схожи с достоинствами Fractional-N синтезаторов. Проведем расчет шага сетки частот данного ГСЧ.

$$\begin{aligned} (f_{\text{ВЫХ}} + \Delta f_{\text{ВЫХ}}) &= f_{\text{ГОЧ}} \cdot \frac{1}{(K_{\text{ЦВС}} + \Delta K_{\text{ЦВС}})}; \\ (f_{\text{ВЫХ}} K_{\text{ЦВС}} + f_{\text{ВЫХ}} \Delta K_{\text{ЦВС}} + \Delta f_{\text{ВЫХ}} K_{\text{ЦВС}} + \Delta f_{\text{ВЫХ}} \Delta K_{\text{ЦВС}}) &= f_{\text{ГОЧ}}; \\ \Delta f_{\text{ВЫХ}} &= -\frac{f_{\text{ВЫХ}} \Delta K_{\text{ЦВС}}}{K_{\text{ЦВС}} + \Delta K_{\text{ЦВС}}}. \end{aligned} \quad (1.11)$$

То есть при увеличении выходной частоты ЦВС, выходная частота ГСЧ уменьшается. В случае, когда используются ДЧ1 и ДЧ2, (1.11) преобразуется в

$$\Delta f_{\text{ВЫХ}} = \frac{f_{\text{ВЫХ}} (K_{\text{ЦВС}} N_{10С} N_{20С})}{K_{\text{ЦВС}} + \Delta K_{\text{ЦВС}}} - 1. \quad (1.12)$$

Общий коэффициент деления в цепи обратной связи ГСЧ все равно имеет большое значение, что оказывает существенное влияние на уровень фазовых шумов.

Структурная схема гибридного синтезатора с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ представлена на рисунке 1.10 [66, 67, 70, 73, 76, 78].



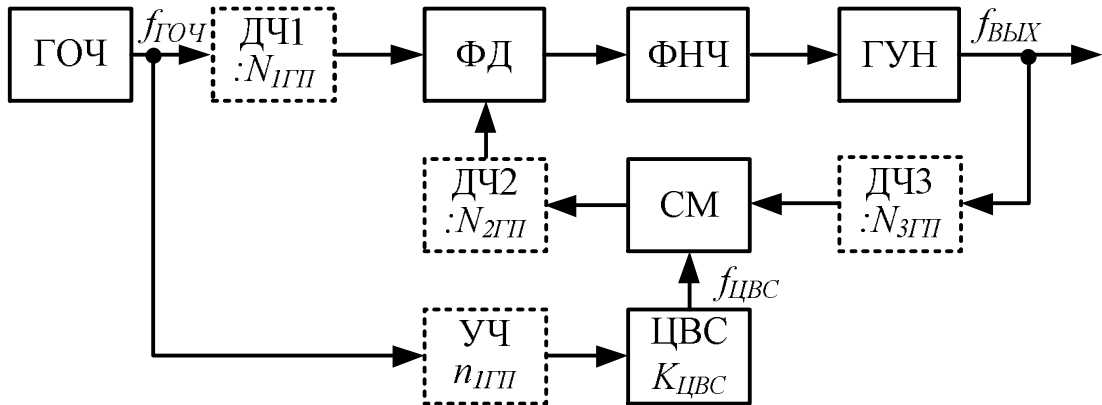


Рисунок 1.10 – Гибридный синтезатор с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ

Данный синтезатор представляет собой систему ФАПЧ со смесителем СМ в цепи обратной связи, на который подается частота смещения (подставки) с ЦВС. При необходимости устанавливаются дополнительные делители ДЧ1, ДЧ2, ДЧ3. Для увеличения тактовой частоты ЦВС используется умножитель УЧ выходной частоты ГОЧ. Обычно такие умножители, реализованные на косвенном методе синтеза, встроены в интегральный ЦВС. Использование смесителя в цепи обратной связи позволяет снизить общий коэффициент деления частоты в цепи обратной связи, а, следовательно, уровень фазовых шумов выходной частоты ГСЧ.

Делитель ДЧ1 с коэффициентом деления  $N_{1ГП}$  используется для уменьшения выходной частоты ГОЧ до значения максимально возможной частоты сравнения  $f_{CP}$  в ФД (у современных ИЧФД она достигает 100 МГц). Коэффициент деления делителя ДЧ1:

$$N_{1ГП} = \frac{f_{ГОЧ}}{f_{CP}} \quad (1.13)$$

Коэффициент деления  $N_{2ГП}$  делителя ДЧ2 выбирается таким, чтобы обеспечить равенство между выбранной частотой сравнения в ФД с разностной частотой на выходе смесителя между выходной частотой ГУН и выходной

частотой ЦВС. В большинстве современных микросхем ФАПЧ делитель ДЧ2 встроены в микросхему.

$$N_{2ГП} = \frac{f_{ВЫХ} - f_{ЦВС}}{f_{СР}} \quad (1.14)$$

С помощью делителя ДЧ3 можно дополнительно уменьшить значения коэффициента деления ДЧ2 и расширить диапазон перестройки, однако шаг сетки частот ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки увеличится:

$$\Delta f_{ВЫХ} = f_{ЦВС} N_{3ГП} \quad (1.15)$$

Структурная схема гибридного синтезатора на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ [69] представлена на рисунке 1.11. Выходной сигнал гибридного синтезатора формируется первым кольцом ФАПЧ, образованным ФД1, ФНЧ1, ГУН1, СМ и ДЧ2. Цифровой вычислительный синтезатор тактируется увеличенной в  $n_{1ДК}$ -раз выходной частотой генератора опорной частоты  $f_{ГОЧ}$ . Вырабатываемая ЦВС частота  $f_{ЦВС}$  поступает на второе кольцо ФАПЧ, фактически представляющее собой умножитель в  $N_{3ДК}$  раз. Выходной сигнал второго кольца ФАПЧ с частотой  $f_{ГУН2}$  поступает на смеситель, включенный в цепь обратной связи первого кольца ФАПЧ.

Использование смесителя в цепи обратной связи позволяет уменьшить коэффициент деления  $N_{2ДК}$ , и, следовательно, уровень фазовых шумов выходного сигнала гибридного синтезатора. При этом шаг сетки частот двухкольцевого синтезатора пропорционален шагу изменения частоты ЦВС и может достигать единиц герц.

Делитель ДЧ1 используется для уменьшения выходной частоты ГОЧ до значения возможной частоты сравнения  $f_{СР1}$  в ФД1. Коэффициент деления делителя ДЧ1:

$$N_{1ДК} = \frac{f_{ГОЧ}}{f_{СР1}} \quad (1.16)$$

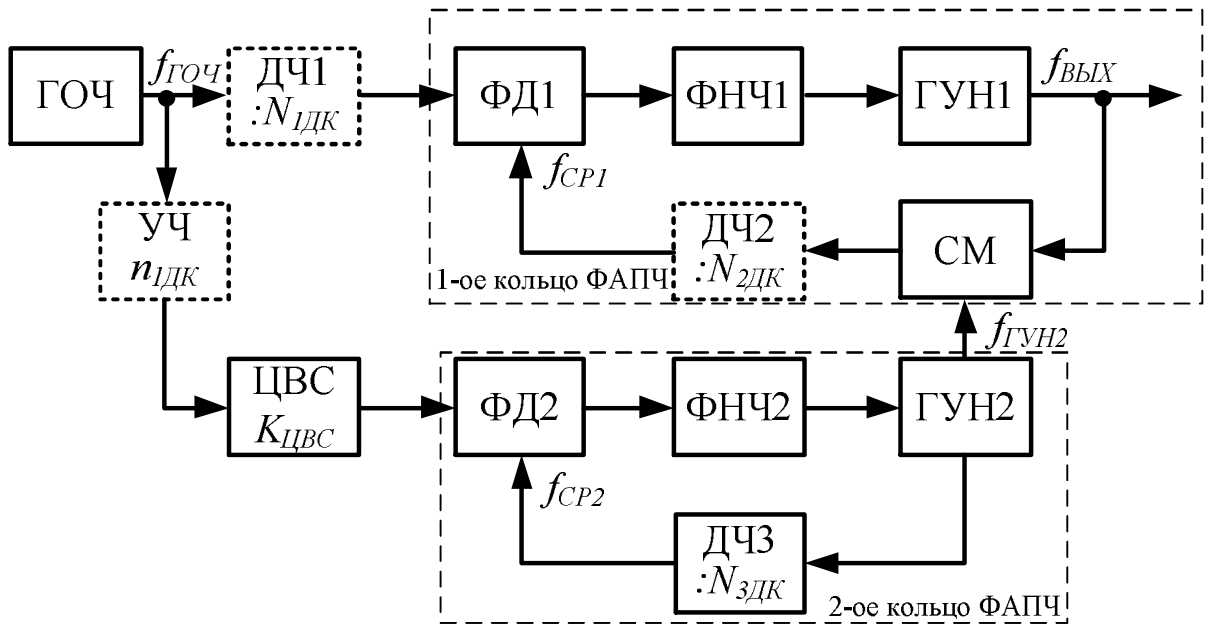


Рисунок 1.11 – Гибридный синтезатор на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ

Коэффициент деления  $N_{3DK}$  в делителе ДЧ3 определяется:

$$N_{3DK} = \frac{f_{ГУН2}}{f_{CP2}} \quad (1.17)$$

Коэффициент деления  $N_{2DK}$  в делителе ДЧ2 рассчитывается по формуле

$$N_{2DK} = \frac{f_{ВЫХ} - f_{ГУН2}}{f_{CP1}} \quad (1.18)$$

Шаг сетки частот гибридного синтезатора равен

$$\Delta f_{ВЫХ} = \Delta f_{ЦВС} N_{3DK} \quad (1.19)$$

К недостаткам можно отнести сложность схемы, а также увеличение времени перестройки частоты из-за введения дополнительного кольца ФАПЧ.

Основные характеристики выпускаемых в настоящее время гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза [80–85] сведены в таблицу 1.2.

Таблица 1.2 – Сравнение характеристик ГСЧ

	<i>ГСЧ на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза</i>	<i>ГСЧ на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза</i>		
		<i>ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ</i>	<i>ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ</i>	<i>ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ</i>
<b>Частотный диапазон, ГГц</b>	0,1 ... 40	0,1 ... 20	0,1 ... 20	0,1 ... 20
<b>Шаг сетки частот, Гц</b>	0,001 ... 1	0,001 ... 1	0,001 ... 1	0,001 ... 1
<b>Время перестройки, мкс</b>	<0,001	10 ... 1000	10 ... 1000	10 ... 1000
<b>Потребляемая мощность, Вт</b>	10 ... 20	<10	<10	<10
<b>Уровень фазовых шумов, дБн/Гц (приведенный к <math>f_{\text{ВЫХ}} = 1</math> ГГц, на 10 кГц отстройки)</b>	-130 ... -140	-120 ... -130	-120 ... -130	-130 ... -140
<b>Уровень дискретных ПСС, дБн</b>	-50 ... -70	-70 ... -90	-70 ... -90	-70 ... -90

### 1.3. Математическое моделирование шумовых характеристик синтезаторов частот

Спектральная плотность мощности фазовых шумов от частоты отстройки в одиночной боковой полосе  $S(F)$  измеряется с помощью специальных анализаторов спектра. Результаты исследований [86–90] показали, что  $S(F)$  математически можно представить в виде следующей степенной модели:

$$S(F) = \sum_{\alpha} h_{\alpha} F^{\alpha}, \quad (1.20)$$

где постоянная  $h_{\alpha}$  служит мерой уровня шума.

Данные измерений уровня фазового шума изображают на графике в двойном логарифмическом масштабе. Примерный вид графика представлен на рисунке 1.12. Степенные функции представляются в виде прямых линий, по наклону которых можно определить виды шумов генератора.

В области частот, близкой к несущей, преобладают *частотные шумы случайных блужданий*, которые связаны с воздействием на генератор окружающей среды (температура, вибрация, ударные воздействия и т.п.). При  $F \rightarrow 0$  предел  $S(F)$  сверху не выявлен, из-за того что для экспериментального измерения величины медленных уходов нужно время, обратно пропорциональное частоте отстройки. Например, для измерения  $S(F)$  на частоте отстройки  $F = 10^{-6}$  Гц, необходимо производить непрерывное накопление и усреднение данных на протяжении 2 лет. Поэтому нижняя граница измерений составляет обычно 1 или 10 Гц [6].

Источниками *частотного фликкерного шума* служат активный элемент и резонатор 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). Данный вид шума может быть уменьшен отрицательной

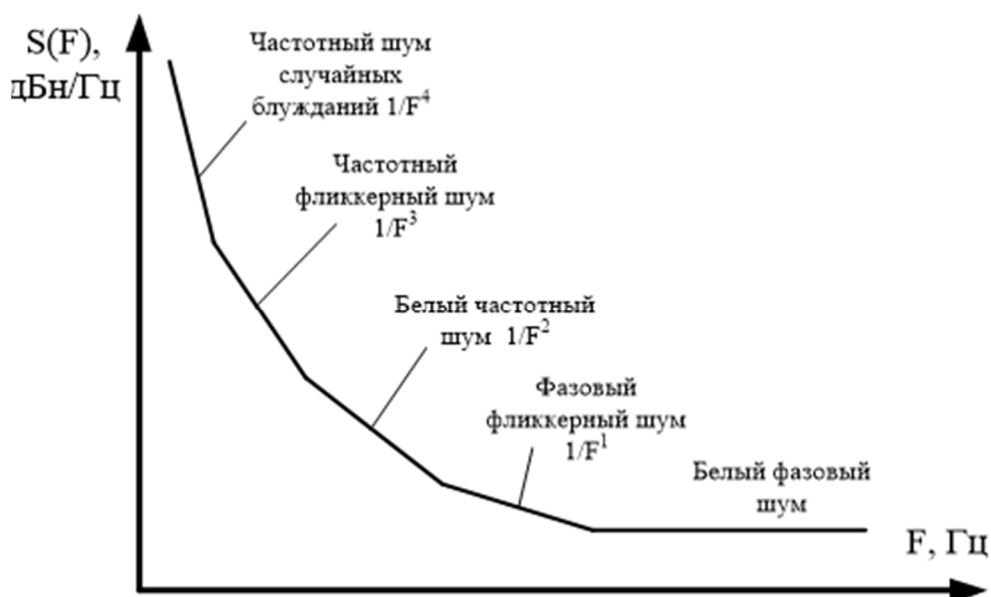


Рисунок 1.12 – СПМ фазовых шумов генератора от частоты отстройки

обратной связью по частоте. *Белый фазовый шум* обычно вызывается источниками аддитивного белого шума, внешними по отношению к цепи обратной связи генератора.

### 1.3.1. Математические модели шумовых характеристик генераторов частот

Большинство генераторов частот состоят из пассивной цепи с резонатором и активного элемента. В качестве активных приборов обычно используются биполярные и полевые транзисторы. В качестве резонаторов – системы, изготовленные по различным технологиям с электромагнитными, электроакустическими и электрооптическими колебательными системами [6].

Математическая модель СПМ фазовых шумов генераторов частот была разработана Лисоном [86] и учитывала фликкерный и белый шум активного элемента генератора. В настоящее время для моделирования шумовых характеристик генераторов используется модифицированная модель Лисона [4, 5, 7]:

$$S_r(F) = \frac{G \cdot K_{ш} \cdot k \cdot T}{2 \cdot P} \left[ \frac{f_\alpha}{F^3} \cdot \left( \frac{f_0}{2 \cdot Q} \right)^2 + \frac{1}{F^2} \cdot \left( \frac{f_0}{2 \cdot Q} \right)^2 + \frac{f_\alpha}{F} + 1 \right], \quad (1.21)$$

где  $G$  – коэффициент усиления транзистора;  $K_{ш}$  – коэффициент шума транзистора;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура;  $P$  – высокочастотная мощность, передаваемая в резонатор;  $Q$  – добротность нагруженного резонатора;  $f_0$  – выходная частота генератора;  $f_\alpha$  – граничная частота области преобладания фликкер-шума в спектре шума транзистора;  $F$  – отстройка частоты от  $f_0$ .

В таблице 1.3 представлены значения граничной частоты области преобладания фликкер-шума в спектре шума транзистора в зависимости от типа генератора [87].

Таблица 1.3 – Значения граничной частоты области преобладания фликкер-шума в спектре шума транзистора, соответствующие различным типам генераторов

Тип генераторов	$f_{\omega}$ Гц
Кварцевый с $f_0 = 5$ МГц	1 000
УКВ кварцевый	50 000
СВЧ с электронной перестройкой	100 000
СВЧ с полыми резонаторами	300 000
Ганна трехсантиметрового диапазона	300 000
Двухрезонаторный клистрон	3 000
Водородный мазер	100

Уровень фазовых шумов выходных сигналов перестраиваемых генераторов (ГУН, ЖИГ) дополнительно зависит от цепей управления выходной частотой [5, 91]. Математические модели шумовых характеристик современных генераторов частот представлены в таблице 1.4 [5, 90, 92–96].

Таблица 1.4 – Математические модели шумовых характеристик генераторов частот

Генератор	Математическая модель шумовых характеристик
Кварцевые ГОЧ	$S_{ГОЧ}(F) \approx \frac{f_0^4}{F^3} \cdot 10^{-37,25} + \frac{f_0^4}{F^2} \cdot 10^{-39,4} + \frac{1}{F} \cdot 10^{-12,25} + 10^{-14,9}$
ПАВ-генератор	$S_{ПАВ}(F) \approx \frac{10^{-22}}{F^3} \cdot f_0^2 + \frac{10^{-30}}{F^2} \cdot f_0^2 + \frac{10^{-12}}{F} + 10^{-16,8}$
ГУН	$S_{ГУН}(F) \approx \frac{10^{-13,3}}{F^3} \cdot \frac{f_0^2}{Q^2} + \frac{10^{-16,7}}{F^2} \cdot \frac{f_0^2}{Q^2} + \frac{10^{-13}}{F} + 10^{-16,2}$
ЖИГ	$S_{ЖИГ}(F) \approx \frac{10^{-10,2}}{F^3} \cdot \frac{f_0^2}{Q^2} + \frac{10^{-15,6}}{F^2} \cdot \frac{f_0^2}{Q^2} + \frac{10^{-11}}{F} + 10^{-16,2}$

### 1.3.2. Математическое моделирование шумовых характеристик синтезаторов на основе ФАПЧ

Методика математического моделирования СПМ фазовых шумов синтезаторов на основе системы ФАПЧ предлагается в [5, 90, 92, 97–99]. Для

этого используются математические модели СПМ фазовых шумов отдельных звеньев синтезаторов.

Математическая модель СПМ фазовых шумов балансного ФД [5, 100]:

$$S_{\text{БФД}}(F) = \frac{(U_1^2 + U_2^2)^2}{U_1 U_2} \frac{S_m}{2} \left(1 + \frac{f_\alpha}{F}\right), \quad (1.22)$$

где  $U_1, U_2$  – амплитуды напряжений на входах ФД,  $S_m$  – чувствительность одиночного амплитудного детектора.

Современные ИЧФД состоят из двух составных частей: логической (цифровой) и аналоговой (схема «накачки» заряда). В [101] предложены выражения для расчета СПМ фазовых шумов обеих частей ИЧФД:

$$\begin{aligned} S_{\text{ИЧФД}}(F) &= S_{\text{ИЧФД\_ЛЧ}}(F) + S_{\text{ИЧФД\_АЧ}}(F) = \\ &= \frac{4\pi^2}{f_{\text{CP}}^{-2}} K_{\text{ИЧФД}}^2 \left( \frac{8kT}{3s_{\text{mp}}} \left( \frac{f_\alpha}{F} + 1 \right) \right) + \frac{4 \left( 4kT s_{\text{mp}} \left( \frac{f_\alpha}{F} + 1 \right) \right)}{S_{\text{ИЧФД}}} \left( \frac{\tau_{\text{сбр}}}{f_{\text{CP}}^{-1}} \right)^2, \end{aligned} \quad (1.23)$$

где  $K_{\text{ИЧФД}}$  – усредненный коэффициент чувствительности для логической схемы ИЧФД,  $s_{\text{mp}}$  – крутизна проходной характеристики транзистора при максимальном токе в области переключения,  $S_{\text{ИЧФД}}$  – крутизна дискриминационной характеристики ИЧФД,  $\tau_{\text{сбр}}$  – длительность импульсов сброса триггеров.

В качестве частотного смесителя можно представить балансный фазовый детектор, поэтому СПМ фазовых шумов смесителя допускается рассчитывать по (1.22).

Выражения для расчета СПМ фазовых шумов умножителей и ВЧ усилителей имеют следующий вид:

1) на биполярном транзисторе:

$$S_{\text{УЧБТ}}(F) = n_1^2 \cdot \frac{4kT}{P_c} \left[ 1 + \frac{f_\alpha}{F} \right], \quad (1.24)$$

где  $n_1$  – коэффициент умножения,  $k$  – постоянная Больцмана,  $T$  – температура,  $P_c$  – мощность входного сигнала,  $f_\alpha$  – граничная частота области преобладания фликкер-шума в спектре шума транзистора.



2) Для умножителя на полевом транзисторе:

$$S_{\text{учпт}}(F) = \frac{8kT a^{1/2}}{I_{Cmax}^{3/2}} \Phi_{\Pi}(\theta), \quad (1.25)$$

где  $a$  – постоянная коэффициента параболы при кусочно-параболической аппроксимации зависимости тока стока полевого транзистора от напряжения на затворе  $I_C(U_{3H})$ ;  $I_{Cmax}$  – максимальное значение импульса тока стока полевого транзистора;  $\Phi_{\Pi}(\theta)$  – функция, характеризующая изменение спектральной плотности флуктуаций от угла отсечки  $\theta$  при  $I_{Cmax} = const$ .

Математические модели шумовых характеристик звеньев синтезатора на основе ФАПЧ в численном виде представлены в таблице 1.5 [5, 90, 92].

На основе структурной схемы синтезатора на ФАПЧ (рисунок 1.2) составляется эквивалентная схема ФАПЧ со всеми источниками фазовых шумов (рисунок 1.15). На схеме применены обозначения:  $\Phi_{ГОЧ}$  – флуктуации фазы ГОЧ;  $\Phi_{ДЧ1}$ ,  $\Phi_{ДЧ2}$  – флуктуации фазы ДЧ1, ДЧ2 с коэффициентами деления  $N_1$ ,  $N_2$ ;  $\Phi_{ФД}$  – эквивалентные флуктуации ФД;  $\Phi_{ФД}$  – флуктуации петлевого ФНЧ;  $\Phi_{ГУН}$  – флуктуации фазы ГУН при фиксированном напряжении на активном элементе.

Поскольку все шумы, генерируемые или добавляемые каждым компонентом схемы очень малы по сравнению с мощностью полезного сигнала, в соответствии с правилом суперпозиции их можно добавлять к соответствующим входным или выходным воздействиям [90].

На основе эквивалентной схемы (рисунок 1.13) запишем выражение для

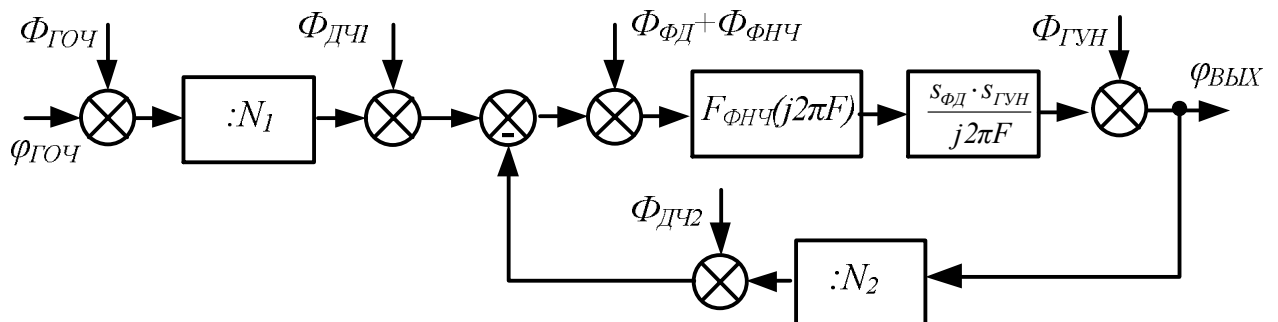


Рисунок 1.13 – Эквивалентная схема синтезатора на основе системы ФАПЧ

Таблица 1.5 – Математические модели шумовых характеристик звеньев ФАПЧ

Название звена	Модель
Балансный ФД (эквивалентно балансному смесителю)	$S_{\Phi Д} (F) \approx \frac{10^{-14 \pm 1}}{F} + 10^{-17}$
ИЧФД	$S_{ИЧФД} (F) \approx f_{CP}^2 \left( \frac{10^{-24,1}}{F} + 10^{-27,4} \right)$
Балансный смеситель	$S_{CM} (F) \approx \frac{10^{-14 \pm 1}}{F} + 10^{-17}$
Умножитель частоты на биполярных транзисторах	$S_{УЧ} (F) \approx n_1^2 \left( \frac{10^{-13,4}}{F} + 10^{-13,4} \right)$
Цифровой делитель частоты	$S_{ДЧ} (F) \approx \frac{10^{-14,7}}{F} + 10^{-16,5}$
ВЧ усилитель	$S_{УС} (F) \approx \frac{10^{-11,2}}{F} + 10^{-17}$
Петлевой ФНЧ	$S_{ФНЧ} (F) \approx R \cdot 1,84 \cdot 10^{-19}$

фазовых флуктуаций выходного сигнала системы ФАПЧ:

$$\Phi_{\Phi АПЧ} = \left[ \frac{\Phi_{ГОЧ}}{N_1} - \Phi_{ДЧ1} + \Phi_{\Phi Д} + \Phi_{\Phi НЧ} - \Phi_{ДЧ2} \right] H_{31}(j2\pi F) + \Phi_{ГУН} H_{32}(j2\pi F), \quad (1.26)$$

где  $H_{31}(j2\pi F) = \frac{H_1(j2\pi F)N_2}{1 + H_1(j2\pi F)}$  – передаточная функция кольца ФАПЧ по

внешним шумам;  $H_{32}(j2\pi F) = \frac{1}{1 + H_1(j2\pi F)}$  – передаточная функция кольца

ФАПЧ по внутренним шумам;  $H_1(j2\pi F) = \frac{1}{N_2} \frac{F_{\Phi НЧ}(j2\pi F) s_{\Phi Д} s_{ГУН}}{j2\pi F}$  – передаточная

функция разомкнутого кольца ФАПЧ;  $F_{\Phi НЧ}(j2\pi F)$  – передаточная функция ФНЧ;  $s_{\Phi Д}$  – крутизна дискриминационной характеристики ФД;  $s_{ГУН}$  – крутизна регулировочной характеристики ГУН.

Математическая модель СПМ фазовых шумов синтезатора на основе системы ФАПЧ, представленного на рисунке 1.13:

$$S_{\Phi_{АПЧ}}(F) = \left[ \frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_1^2} + S_{ДЧ1}(F) + S_{ФД}(F) + S_{ФНЧ}(F) + S_{ДЧ2}(F) \right] \cdot |H_{31}(j2\pi F)|^2 + \\ + S_{ГУН}(F) \cdot |H_{32}(j2\pi F)|^2, \quad (1.27)$$

где  $S(F)$  с индексами – математические модели СПМ фазовых шумов соответствующих звеньев синтезатора из таблиц 1.4, 1.5.

### 1.3.3. Математические модели шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов

Шумовые характеристики ЦВС также аппроксимируются степенными функциями. В [102–106] предложено общее выражение для моделирования СПМ фазовых шумов ЦВС в виде суммы составляющих  $1/F^2$  шума,  $1/F$  шума, естественной шумовой составляющей входных цепей, естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки и шумов квантования

$$S_{ЦВС}(F) = (K_{ЦВС})^2 \left( \frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_{кв}, \quad (1.28)$$

где  $K_{ЦВС} = f_{ЦВС} / f_T$  – коэффициент передачи ЦВС;  $f_{ЦВС}$  – основная частота ЦВС; коэффициенты  $k_1, k_2, k_3, k_4$  определяют уровень СПМ  $1/F^2$  шума,  $1/F$  шума, естественной шумовой составляющей входных цепей ЦАП и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки, соответственно;

$S_{кв} = 2^{-2N_{ЦАП} - 0,59} \left( \frac{f_{ЦВС}}{f_T^2} \right)$  – СПМ фазового шума квантования ЦАП;  $F$  – частота

отстройки;  $N_{ЦАП}$  – число разрядов ЦАП ЦВС. Методика определения коэффициентов  $k_i$  и их расчет для интегральных микросхем фирмы Analog Devices приведены в [103].

Для расчета СПМ фазовых шумов ЦВС на образах основной частоты используется следующая формула [107]:

$$S_{\text{ЦВС\_обр}}(F) = \left( \frac{f_{\text{ЦВС}}}{f_T} \right)^2 \left( \frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + (10^{k_3} + S_{\text{кв}}) \left( \frac{\left( \pi \frac{|nf_T + f_{\text{ЦВС}}|}{f_T} \right)}{\sin \left( \pi \frac{|nf_T + f_{\text{ЦВС}}|}{f_T} \right)} \right)^2 \quad (1.29)$$

где  $n$  – номер образа,  $f_T$  – тактовая частота ЦВС,  $f_{\text{ЦВС}}$  – основная частота ЦВС.

#### 1.4. Выводы. Постановка цели и задач исследования

1. Обзор отечественной и зарубежной литературы показал, что, несмотря на большое количество работ, посвященных совершенствованию методов синтеза, синтезаторы, построенные по данным методам, имеют некоторые недостатки, характерные конкретно для данных методов синтеза.

2. Существенно снизить влияние недостатков позволяет гибридный метод синтеза. Проведенный анализ литературы позволил выявить основные методы построения и структурные схемы гибридных синтезаторов частот и составить декомпозицию методов синтеза. Показано, что наиболее распространенными являются гибридные синтезаторы на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза и гибридные синтезаторы на основе косвенного (ФАПЧ) и прямого цифрового (цифровых вычислительных синтезаторов) методов синтеза.

3. Уровень фазовых шумов гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов на 5–10 дБ больше уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза, в связи с этим задача снижения уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов представляется актуальной.

4. Для теоретического исследования шумовых характеристик синтезаторов частот широко используется методика с использованием математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов основных звеньев. Данная

методика позволяет проводить моделирование шумовых характеристик реальных устройств для любых опорных (входных) и выходных частот, исследовать влияние звеньев синтезатора на результирующий уровень фазовых шумов; с помощью моделей можно подобрать определенные частотные соотношения в структуре синтезатора с целью формирования сигнала с наименьшим уровнем фазовых шумов.

5. Выявлено, что математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных синтезаторов частот в литературе практически нет, вследствие этого отсутствует возможность проводить теоретический анализ шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот.

**Целью диссертационной работы** является снижение уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов.

Поставленная цель предполагает решение следующих **задач**:

1. Разработать и экспериментально подтвердить математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных синтезаторов на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов, исследовать с их помощью возможности снижения уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов;

2. Предложить схемы гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов с пониженным уровнем фазовых шумов.

3. Разработать и экспериментально подтвердить математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных синтезаторов с пониженным уровнем фазовых шумов.

4. Разработать алгоритмы частотного планирования предложенных гибридных синтезаторов, обеспечивающие выбор параметров синтезаторов для достижения наименьшего уровня фазовых шумов выходного сигнала. На основе предложенных алгоритмов автоматизировать проектирование гибридных синтезаторов частот, моделирование, сравнение и исследование их шумовых характеристик.

## **ГЛАВА 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ**

В данной главе разработаны математические модели спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов гибридного синтезатора частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового метода синтеза и четырех основных типов гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза. Данные математические модели позволяют теоретически исследовать уровень фазовых шумов на любой частоте отстройки от несущей для любых значений опорных и выходных частот. Разработан экспериментальный стенд на современных интегральных микросхемах, на котором были реализованы гибридные синтезаторы частот. Приведены результаты сравнения разработанных математических моделей СПМ фазовых шумов с экспериментальными шумовыми характеристиками, полученными автором. Материалы главы опубликованы в [108–125].

### **2.1. Разработка математических моделей шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового метода синтеза**

Для разработки математической модели СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора на основе прямого цифрового и прямого аналогового метода синтеза будем использовать упрощенную структурную схему, представленную на рисунке 1.7, в которой содержатся звенья, наиболее распространенные в синтезаторах на основе прямого аналогового метода синтеза. На основе данной схемы составим эквивалентную схему, в которую включены все источники фазовых шумов, вносимых функциональными звеньями синтезатора (рисунок 2.1).

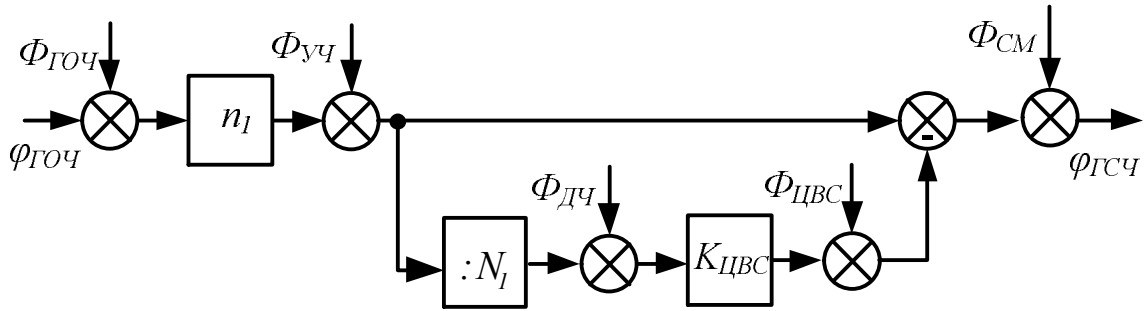


Рисунок 2.1 – Эквивалентная схема ГСЧ на основе ЦВС и прямого аналогового метода синтеза со всеми источниками фазовых шумов

В схеме на рисунке 2.1 применены следующие обозначения:  $\varphi_{ГОЧ}$  – фаза сигнала ГОЧ;  $\varphi_{ГСЧ}$  – фаза выходного сигнала ГСЧ. На схеме приведены шумы, вносимые функциональными звеньями синтезатора:  $\Phi_{ГОЧ}$  – флуктуации фазы ГОЧ;  $\Phi_{УЧ}$  – флуктуации фазы умножителя частоты с коэффициентом умножения  $n_1$ ;  $\Phi_{ДЧ}$  – флуктуации фазы делителя частоты с коэффициентом умножения  $N_1$ ;  $\Phi_{ЦВС}$  – флуктуации фазы ЦВС;  $\Phi_{СМ}$  – флуктуации фазы смесителя.

На основе эквивалентной схемы (рисунок 2.2) запишем выражение для фазовых флуктуаций выходного сигнала синтезатора:

$$\Phi_{ГСЧЦВСПА} = \Phi_{ГОЧ} \cdot n_1 + \Phi_{УЧ} + \left[ \frac{(\Phi_{ГОЧ} \cdot n_1 + \Phi_{УЧ})}{N_1} + \Phi_{ДЧ} \right] \cdot K_{ЦВС} + \Phi_{ЦВС} + \Phi_{СМ}. \quad (2.1)$$

По (2.1) получим математическую модель СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза [108, 109]:

$$S_{ГСЧЦВСПА}(F) = S_{ГОЧ}(F) \cdot n_1^2 + S_{УЧ}(F) + \left[ \frac{(S_{ГОЧ}(F) \cdot n_1^2 + S_{УЧ}(F))}{N_1^2} + S_{ДЧ}(F) \right] \cdot K_{ЦВС}^2 + S_{ЦВС}(F) + S_{СМ}(F), \quad (2.2)$$

где  $S_{ГОЧ}$  – математическая модель СПМ фазовых шумов ГОЧ;

$S_{УЧ}$  – математическая модель СПМ фазовых шумов умножителя частоты;

$S_{ДЧ}$  – математическая модель СПМ фазовых шумов делителя частоты;

$S_{ЦВС}$  – математическая модель СПМ фазовых шумов ЦВС;

$S_{CM}$  – математическая модель СПМ фазовых шумов смесителя частот.

В реальных радиосистемах, как правило, используются более сложные структуры гибридных синтезаторов, поэтому математическая модель должна усложняться в соответствии с включенными в состав синтезатора звеньями.

Рассмотрим вклады звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза, построенного по схеме на рисунке 1.7, при использовании в качестве ГОЧ интегрального кварцевого генератора и интегрального ПАВ-генератора. Примем в качестве выходной частоты гибридного синтезатора  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц, максимальной тактовой частоты ЦВС  $f_{Tmax} = 3500$  МГц (соответствует интегральной микросхеме ЦВС AD9914).

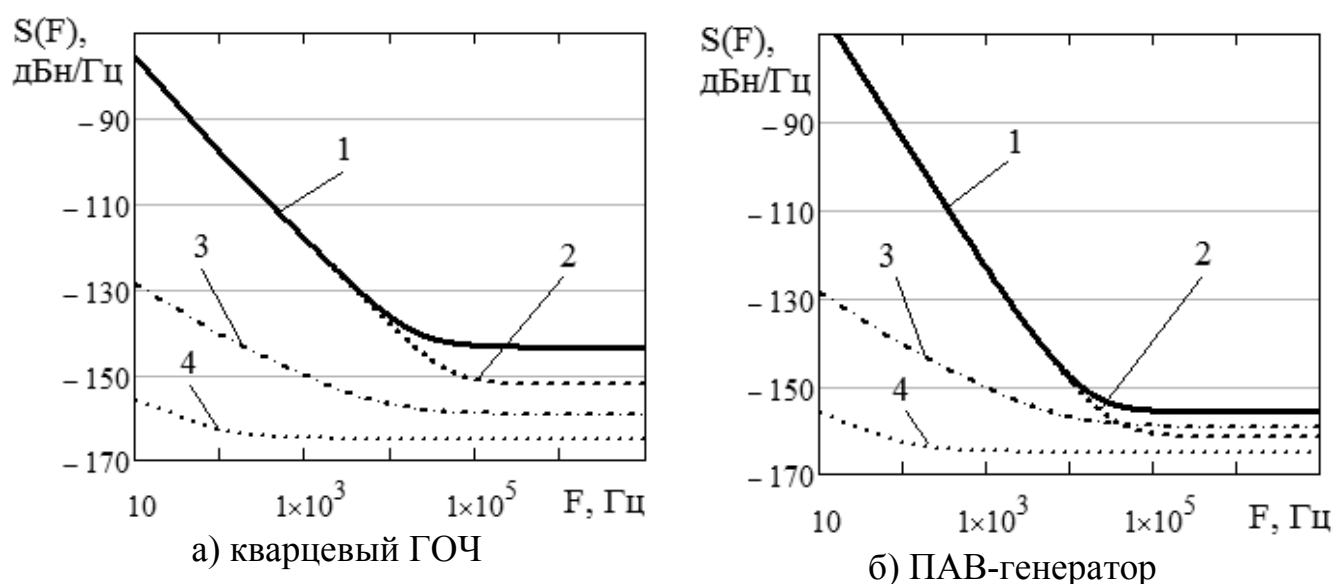


Рисунок 2.2 – Вклады звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза при

$$f_{ВЫХ} = 3100 \text{ МГц}, f_{Tmax} = 3500 \text{ МГц}$$

На рисунке 2.2 (а) представлены результаты моделирования СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза с интегральным кварцевым ГОЧ ( $f_{ГОЧ_{кв}} = 100$  МГц). Для достижения заданной выходной частоты ГСЧ  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц необходимо использовать умножитель частоты с коэффициентом умножения  $n_I = 30$ . Тактовая частота для ЦВС составляет  $f_T = 3000$  МГц, выходная частота ЦВС  $f_{ЦВС} = 100$  МГц. В качестве



моделей СПМ фазовых шумов звеньев ГСЧ использовались модели из таблиц 1.4 и 1.5. Цифрами на рисунке 2.2 (а) отмечены: 1 – результирующий уровень СПМ фазовых шумов от частоты отстройки; 2 – вклад ГОЧ с кварцевым резонатором, приведенный с учетом коэффициентов умножения и коэффициента передачи ЦВС; 3 – вклад ЦВС; 4 – вклад смесителя частот. Таким образом, для ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового метода синтеза с применением ГОЧ на кварцевом резонаторе на частотах отстройки до 10 кГц основной вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов вносит ГОЧ, на частотах отстройки, превышающих 10 кГц вклад ГОЧ уже не является определяющим, но все равно он существенно превышает вклады ЦВС и смесителя частот.

На рисунке 2.2 (б) представлены результаты моделирования СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза с интегральным ПАВ-генератором в качестве ГОЧ с  $f_{ГОЧ_{наб}} = 1000$  МГц, поэтому выбираем значение коэффициента умножения  $n_1 = 3$ . Тактовая частота для ЦВС составляет  $f_T = 3000$  МГц, выходная частота ЦВС  $f_{ЦВС} = 100$  МГц. Цифрами на рисунке 2.2 (б) отмечены: 1 – результирующий уровень СПМ фазовых шумов от частоты отстройки; 2 – вклад ГОЧ на ПАВ-генераторе, приведенный с учетом коэффициентов умножения и коэффициента передачи ЦВС; 3 – вклад ЦВС; 4 – вклад смесителя частот. По рисунку 2.2 (б) видно, что в ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового метода синтеза с применением ПАВ-генератора в качестве ГОЧ на частотах отстройки до 20 кГц основной вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов вносит ГОЧ, на бóльших частотах отстройки вклад ЦВС превышает вклад ГОЧ.

По (2.2) проведем моделирование и сравнение СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза, построенного по схеме на рисунке 1.7 для выходных частот 3100 МГц и 9100 МГц.

Для формирования 3100 МГц в ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза с применением кварцевого ГОЧ необходимо выходную частоту ГОЧ  $f_{ГОЧ_{кв}} = 100$  МГц умножить с помощью умножителя частоты на 30. Тактовая частота ЦВС получается 3000 МГц, выходная частота

ЦВС  $f_{ЦВС} = 100$  МГц. Поскольку в ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза с применением ПАВ-генератора выходная частота ГОЧ  $f_{ГОЧ\_нав} = 1000$  МГц, необходимо ее умножить на 3. Тактовая частота ЦВС также составляет 3000 МГц, выходная частота ЦВС  $f_{ЦВС} = 100$  МГц.

Для формирования 9100 МГц в ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза с кварцевым ГОЧ выходную частоту кварцевого ГОЧ  $f_{ГОЧ\_кв} = 100$  МГц необходимо умножать уже на 90 и выходную частоту ПАВ-генератора  $f_{ГОЧ\_нав} = 1000$  МГц на 9. При этом, поскольку максимальная тактовая частота интегральных ЦВС равна 3500 МГц, для формирования тактовой частоты нужно использовать дополнительный делитель тактовой частоты на 3 (в современных интегральных микросхемах присутствуют делители тактовых частот с разными коэффициентами деления). Тактовая частота ЦВС также составляет 3000 МГц, выходная частота ЦВС  $f_{ЦВС} = 100$  МГц. При моделировании было учтено влияние делителя тактовой частоты ЦВС. Результаты моделирования представлены на рисунке 2.3.

Уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ с кварцевым ГОЧ больше уровня СПМ фазовых шумов ГСЧ с ПАВ-генератором на отстройках, превышающих 1 кГц. На

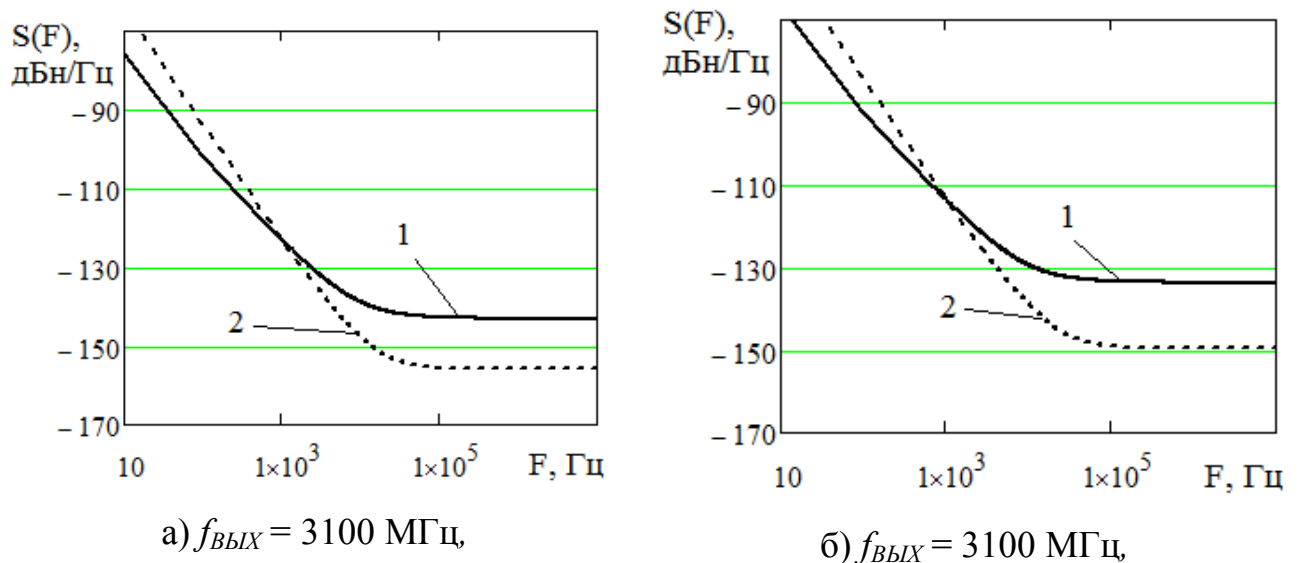


Рисунок 2.3 – СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза с применением кварцевого генератора в качестве ГОЧ (кривая 1) и ПАВ-генератора в качестве ГОЧ (кривая 2)

отстройках менее 1 кГц ситуация обратная. С повышением выходной частоты уровни СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза увеличиваются.

Диапазон перестройки и шаг перестройки выходной частоты ГСЧ, построенного по схеме на рисунке 1.7, равен диапазону перестройки и шагу перестройки выходной частоты используемого ЦВС. Проведем моделирование СПМ фазовых шумов ГСЧ для минимальной и максимальной выходных частот.

Современные интегральные ЦВС формируют диапазон выходных частот от  $f_{\text{ЦВСmin}} = f_T / 2^{N_{\text{НКФ}}}$  до  $f_{\text{ЦВСmax}} = 0.4f_T$ . Для моделирования будем использовать параметры микросхемы AD9914, максимальная тактовая частота для которой составляет  $f_{Tmax} = 3500$  МГц и разрядность накопителя кода фазы  $N_{\text{НКФ}} = 32$ . В нашем случае тактовая частота для ЦВС составляет 3000 МГц, следовательно, ГСЧ будет формировать диапазон частот от  $f_{\text{ГСЧmin}} = 3000$  МГц до  $f_{\text{ГСЧmax}} = 4200$  МГц. На рисунке 2.4 представлены области изменения СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза с применением кварцевого ГОЧ (а) и ПАВ-генератора (б) при формировании сетки

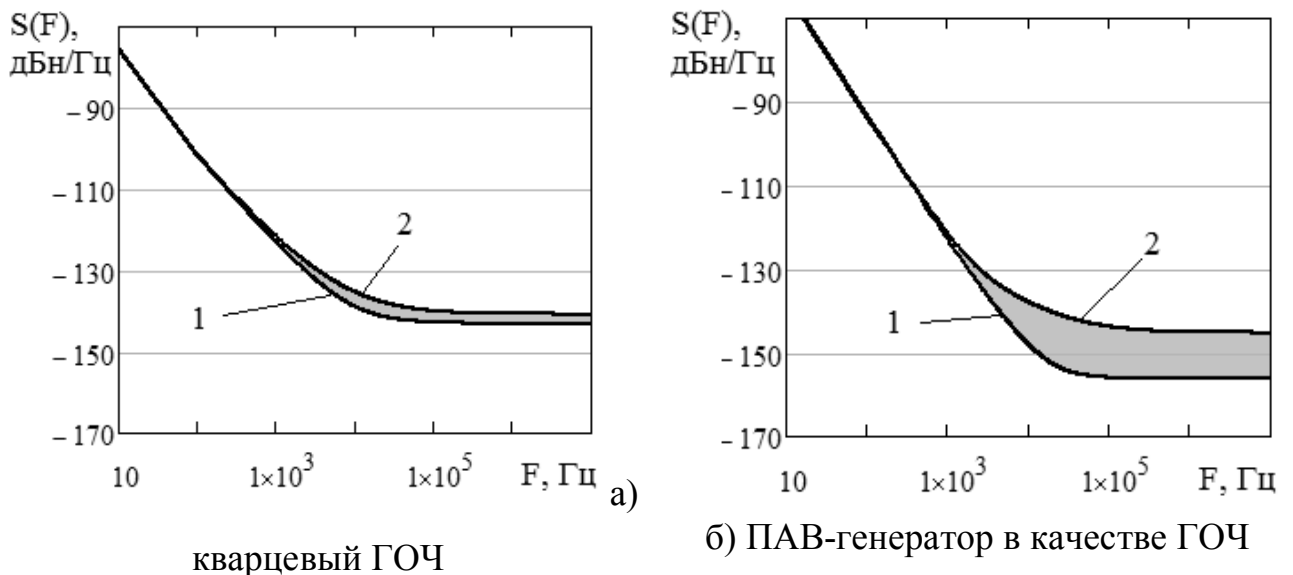


Рисунок 2.4 – Области изменения СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза при формировании минимальной и максимальной выходной частоты

частот, определяемой минимальным и максимальным значением выходной частоты ЦВС. То есть границы изменения СПМ фазовых шумов соответствуют минимальной выходной частоте ГСЧ  $f_{ГСЧmin} = 3000$  МГц (кривая 1) и максимальной выходной частоте  $f_{ГСЧmax} = 4200$  МГц (кривая 2).

Согласно рисунку 2.4, уровни СПМ фазовых шумов для ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза при формировании нижней и верхней частоты не изменяются на отстройках от несущей до 1 кГц. На отстройке больше 1 кГц диапазон изменения уровня СПМ фазовых шумов для ГСЧ с применением кварцевого ГОЧ составляет 2–3 дБ, диапазон изменения уровня СПМ фазовых шумов для ГСЧ с применением ГОЧ с резонатором на ПАВ составляет 10–12 дБ. Такие разные диапазоны получаются из-за разного вклада ЦВС в общие СПМ фазовых шумов. У гибридного синтезатора с применением кварцевого ГОЧ для данных отстроек вклад ГОЧ в результирующий уровень СПМ фазовых шумов больше, чем вклад ЦВС. У гибридного синтезатора с ПАВ-генератором на данных отстройках вклад ЦВС превышает вклад ГОЧ.

## **2.2. Разработка математических моделей шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза**

### **2.2.1. Математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ**

Для разработки математической модели СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ на основе структурной схемы ГСЧ, представленной на рисунке 1.8, составим эквивалентную схему, в которую включены все источники фазовых шумов, вносимых функциональными звеньями синтезатора (рисунок 2.5).

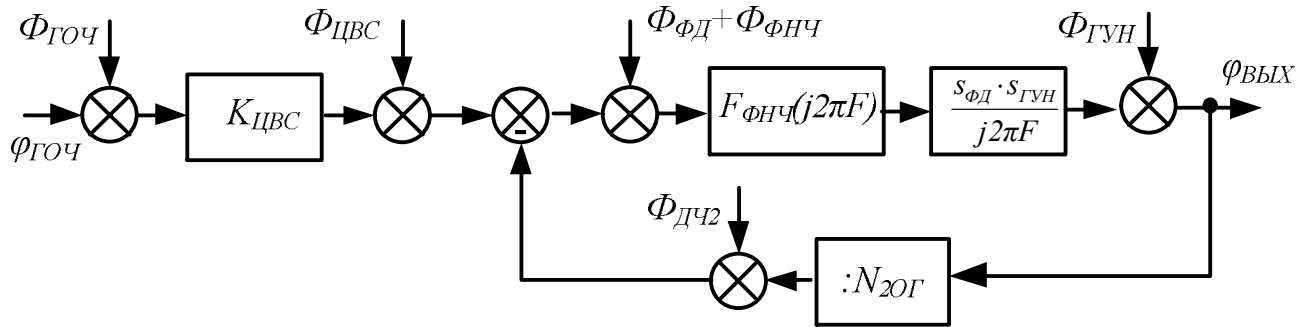


Рисунок 2.5 – Эквивалентная схема ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ со всеми источниками фазовых шумов

В схеме на рисунке 2.5 применены следующие обозначения:  $\varphi_{ГОЧ}$  – фаза сигнала ГОЧ;  $\varphi_{ГУН}$  – фаза выходного сигнала ГУН;  $F_{ФНЧ}(p)$  – операторный коэффициент передачи петлевого ФНЧ,  $s_{ФД}$  – крутизна дискриминационной характеристики ФД,  $s_{ГУН}$  – крутизна регулировочной характеристики ГУН.

На схеме приведены шумы, вносимые функциональными звеньями синтезатора:  $\Phi_{ГОЧ}$  – флуктуации фазы ГОЧ;  $\Phi_{ЦВС}$  – флуктуации фазы ЦВС;  $\Phi_{ДЧ2}$  – флуктуации фазы ДЧ2 с коэффициентом деления  $N_{2ОГ}$ ;  $\Phi_{ФД} + \Phi_{ФНЧ}$  – эквивалентные флуктуации ФД и петлевого ФНЧ;  $\Phi_{ГУН}$  – флуктуации фазы ГУН при фиксированном управляющем напряжении.

На основе эквивалентной схемы (рисунок 2.5) запишем выражение для фазовых флуктуаций выходного сигнала синтезатора:

$$\Phi_{ГСЧ ОГ} = [\Phi_{ГОЧ} K_{ЦВС} + \Phi_{ЦВС} + \Phi_{ФД} + \Phi_{ФНЧ} - \Phi_{ДЧ2}] \cdot H_{31ОГ}(j2\pi F) + \Phi_{ГУН} \cdot H_{32ОГ}(j2\pi F), \quad (2.3)$$

где  $H_{31ОГ}(j2\pi F) = N_{2ОГ} \left( \frac{H_{1ОГ}(j2\pi F)}{1 + H_{1ОГ}(j2\pi F)} \right)$  – передаточная функция кольца ФАПЧ по

внешним шумам,  $H_{32ОГ}(j2\pi F) = \frac{1}{1 + H_{1ОГ}(j2\pi F)}$  – передаточная функция кольца

ФАПЧ по внутренним шумам,  $H_{1ОГ}(j2\pi F) = \frac{1}{N_{2ОГ}} \left( \frac{F_{ФНЧ}(j2\pi F) s_{ФД} s_{ГУН}}{j2\pi F} \right)$  –

передаточная функция разомкнутого кольца ФАПЧ,  $F_{\text{ФНЧ}}(j2\pi F)$  – передаточная функция ФНЧ.

На основании (2.3) получим математическую модель СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ [110–114]:

$$S_{\text{ГСЧ ОГ}}(F) = [S_{\text{ГОЧ}}(F)K_{\text{ЦВС}}^2 + S_{\text{ЦВС}}(F) + S_{\text{ФД}}(F) + S_{\text{ФНЧ}}(F) + S_{\text{ДЧ2}}(F)] \cdot |H_{\text{310Г}}(j2\pi F)|^2 + S_{\text{ГУН}}(F) \cdot |H_{\text{320Г}}(j2\pi F)|^2, \quad (2.4)$$

где символами  $S$  с индексами обозначены математические модели СПМ фазовых шумов соответствующих звеньев синтезатора из таблиц 1.4–1.5. Данная модель отличается от представленной в [126] тем, что в ней учитываются шумы петлевого ФНЧ и делителя частоты ДЧ2.

Рассмотрим вклады звеньев ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ в результирующий уровень СПМ фазовых шумов. Моделирование проводилось при следующих значениях частот:  $f_{\text{ВЫХ}} = 3100$  МГц,  $f_{\text{ГОЧ}} = 100$  МГц,  $f_{\text{ЦВС}} = f_{\text{СР}} = 10$  МГц, коэффициент деления  $N_2 = 310$ . Выражения для моделирования вкладов звеньев гибридного синтезатора сведены в таблицу 2.1. Результаты моделирования представлены на рисунке 2.6.

Таблица 2.1 – Выражения для расчета вкладов звеньев гибридного синтезатора с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ

Обозначение на рисунке 2.6	Звено	Выражение для расчета вклада звена
1	Результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ	(2.4)
2	Вклад ЦВС	$S_{\text{ЦВС\_вклад}}(F) = S_{\text{ЦВС}}(F) \cdot  H_{\text{310Г}}(F) ^2$
3	Вклад ФД	$S_{\text{ФД\_вклад}}(F) = S_{\text{ФД}}(F) \cdot  H_{\text{310Г}}(F) ^2$
4	Вклад ГОЧ	$S_{\text{ГОЧ\_вклад}}(F) = S_{\text{ГОЧ}}(F) \cdot K_{\text{ЦВС}}^2 \cdot  H_{\text{310Г}}(F) ^2$
5	Вклад ГУН	$S_{\text{ГУН\_вклад}}(F) = S_{\text{ГУН}}(F) \cdot  H_{\text{320Г}}(F) ^2$

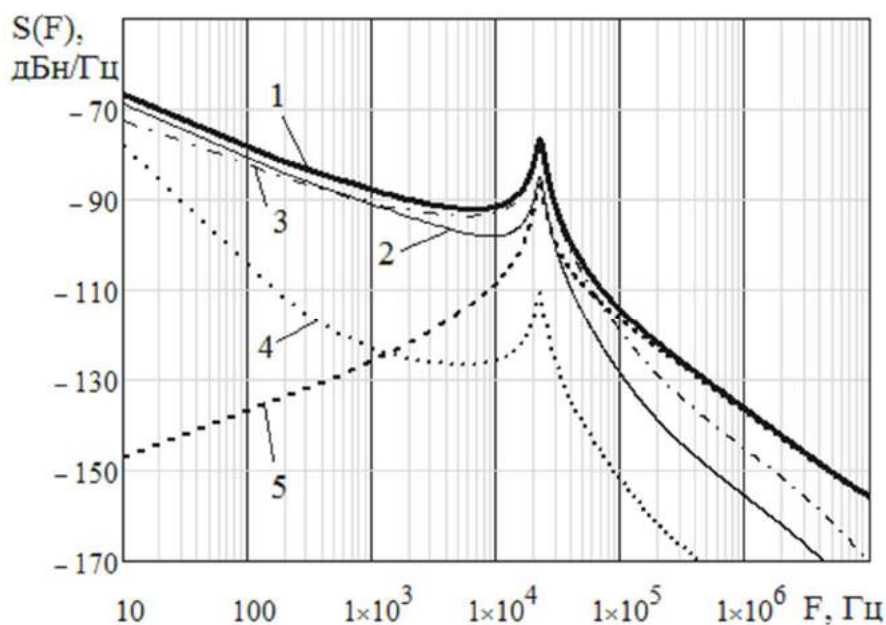


Рисунок 2.6 – Вклад шумов звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ (обозначение цифрами пояснено в таблице 2.1)

По рисунку 2.6 видно, что наибольший вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ на отстройках до 1 кГц вносит ЦВС. На частотах отстройки свыше 1 кГц основной вклад определяется ФД, на отстройках свыше 100 кГц наибольший вклад вносит ГУН.

### 2.2.2. Математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора частот с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ

Аналогично получим математическую модель СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора частот с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ. Структурной схеме ГСЧ, представленной на рисунке 1.9, соответствует эквивалентная схема со всеми источниками фазовых шумов, вносимых функциональными звеньями синтезатора, приведенная на рисунке 2.7.

На основе эквивалентной схемы (рисунок 2.7) запишем выражение для фазовых флуктуаций выходного сигнала гибридного синтезатора:

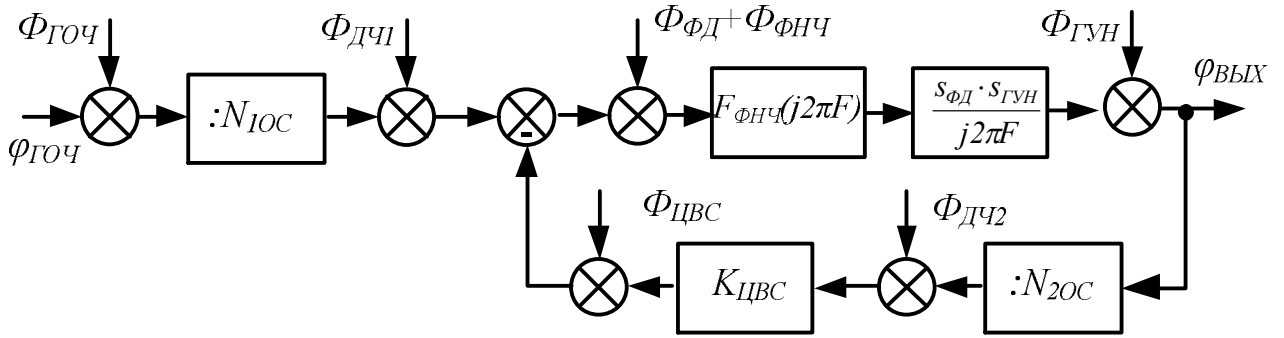


Рисунок 2.7 – Эквивалентная схема ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ со всеми источниками фазовых шумов

$$\Phi_{ГСЧ\text{ OC}} = \left[ \frac{\Phi_{ГОЧ}}{N_{1OC}} + \Phi_{ДЧ1} + \Phi_{ФД} + \Phi_{ФНЧ} - (\Phi_{ЦВС} + \Phi_{ДЧ2}) \right] \cdot H_{31OC}(j2\pi F) + \Phi_{ГВН} \cdot H_{32OC}(j2\pi F), \quad (2.5)$$

где  $H_{1OC}(j2\pi F) = \frac{H_{1OC}(j2\pi F)}{1 + H_{1OC}(j2\pi F)} \cdot \frac{N_{2OC}}{K_{ЦВС}}$  – передаточная функция кольца ФАПЧ по внешним шумам; передаточная функция кольца ФАПЧ по внутренним шумам и передаточная функция разомкнутого кольца ФАПЧ определяются, так же как и для ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ.

Математическая модель СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ имеет вид (по (2.5)) [116, 117]:

$$S_{ГСЧ\text{ OC}}(F) = \left[ \frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_{1OC}^2} + S_{ДЧ1}(F) + S_{ФД}(F) + S_{ФНЧ}(F) + S_{ЦВС}(F) + S_{ДЧ2}(F) \right] \cdot |H_{31OC}(j2\pi F)|^2 + S_{ГВН}(F) \cdot |H_{32OC}(j2\pi F)|^2, \quad (2.6)$$

где символами  $S$  с индексами обозначены математические модели СПМ фазовых шумов соответствующих звеньев синтезатора из таблиц 1.4–1.5. Данная модель отличается от представленной в [126, 127] тем, что в ней учитываются шумы петлевого ФНЧ и делителя частоты ДЧ1.

Используя (2.6), проведем моделирование вкладов звеньев ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ в результирующий уровень СПМ фазовых шумов при следующих значениях частот: выходная частота ГСЧ, являющаяся тактовой для ЦВС  $f_{ВЫХ} = f_T = 3100$  МГц, выходная частота ГОЧ,  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц, выходная



частота ЦВС,  $f_{ЦВС} = f_{СП} = 10$  МГц, коэффициенты деления  $N_1 = 10$ ,  $N_2 = 1$ . В таблице 2.2 представлены выражения расчета вкладов звеньев гибридного синтезатора в результирующий уровень СПМ фазовых шумов. Результаты моделирования представлены на рисунке 2.8.

Таблица 2.2 – Выражения для расчета вкладов звеньев гибридного синтезатора с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ

Обозначение на рисунке 2.8	Звено	Выражение для расчета вклада звена
1	Результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ	(2.6)
2	Вклад ЦВС	$S_{ЦВС\_вклад}(F) = S_{ЦВС}(F) \cdot  H_{310C}(j2\pi F) ^2$
3	Вклад ФД	$S_{ФД\_вклад}(F) = S_{ФД}(F) \cdot  H_{310C}(j2\pi F) ^2$
4	Вклад ГОЧ	$S_{ГОЧ\_вклад}(F) = S_{ГОЧ}(F) \frac{1}{N_{10C}^2} \cdot  H_{310C}(j2\pi F) ^2$
5	Вклад ГУН	$S_{ГУН\_вклад}(F) = S_{ГУН}(F) \cdot  H_{320C}(j2\pi F) ^2$

В соответствии с рисунком 2.8, наибольший вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в обратной связи ФАПЧ на отстройках до 6 кГц вносит ФД. На отстройках свыше 6 кГц максимальный вклад вносит ГУН. По сравнению с ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ, где вклад ЦВС был определяющим на ближних отстройках, в данном ГСЧ вклад ЦВС в результирующий уровень СПМ фазовых шумов относительно мал. Это различие происходит из-за разного значения тактовых частот ЦВС. В соответствии с математической моделью шумовых характеристик уровень СПМ фазовых шумов ЦВС обратно пропорционален квадрату значения тактовой частоты ЦВС.

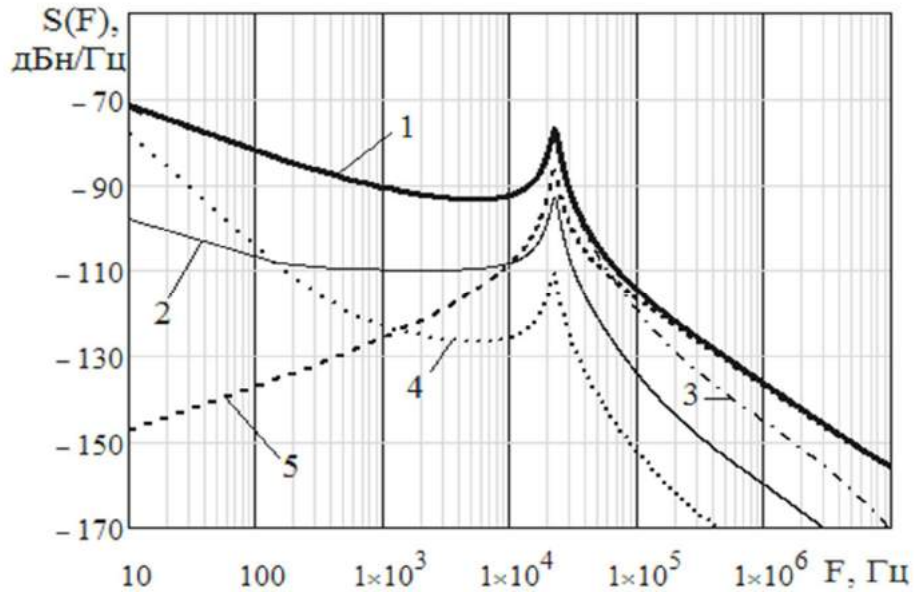


Рисунок 2.8 – Вклад шумов звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ (обозначение цифрами пояснено в таблице 2.2)

### 2.2.3. Математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ

Эквивалентная схема гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ со всеми источниками фазовых шумов, соответствующая структурной схеме на рисунке 1.10, приведена на рисунке 2.9. На схеме применены дополнительные обозначения:  $\Phi_{СМ}$  – эквивалентные флуктуации смесителя;  $\Phi_{УЧ}$  – флуктуации фазы умножителя частоты с коэффициентом умножения  $n_{1ГП}$ .

На основе эквивалентной схемы (рисунок 2.9) запишем выражение для расчета фазовых флуктуаций выходного сигнала гибридного синтезатора:

$$\Phi_{ГСЧ ГП} = \left[ \frac{\Phi_{ГОЧ}}{N_{1ГП}} + \Phi_{ДЧ1} + \Phi_{ФД} + \Phi_{ФНЧ} - \Phi_{ДЧ2} - \frac{1}{N_{2ГП}} \times \right. \\ \left. \times (\Phi_{СМ} - (\Phi_{ГОЧ} \cdot n_{1ГП} + \Phi_{УЧ}) K_{ЦВС} - \Phi_{ЦВС}) \right] \cdot H_{31ГП}(j2\pi F) + \Phi_{ГУН} H_{32ГП}(j2\pi F), \quad (2.7)$$

$$\text{где } H_{31ГП}(j2\pi F) = \frac{H_{1ГП}(j2\pi F) N_{2ГП} N_{3ГП}}{1 + H_{1ГП}(j2\pi F)}.$$

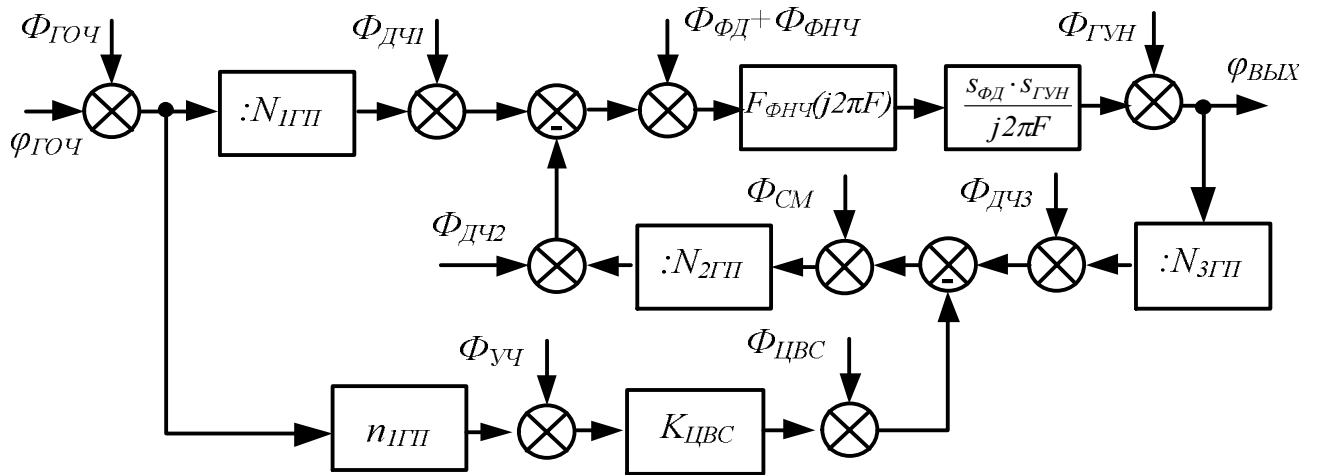


Рисунок 2.9 – Эквивалентная схема ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ со всеми источниками фазовых шумов

Математическая модель СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ на основании (2.7) имеет вид [118, 119]:

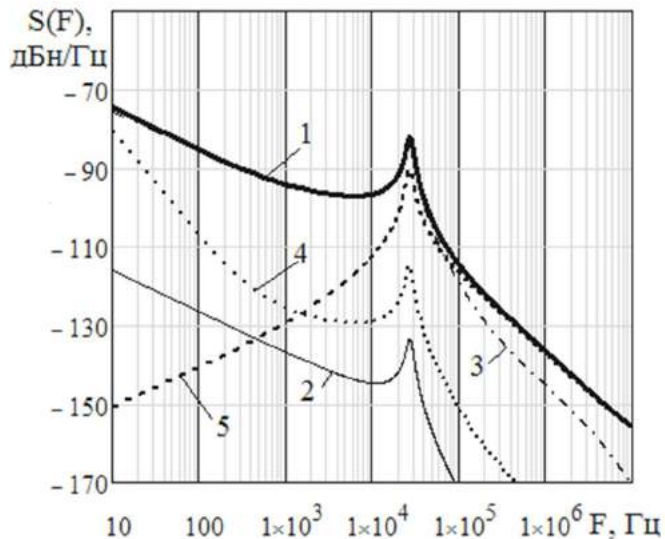
$$S_{ГСЧ\ ГП}(F) = \left[ \frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_{1ГП}^2} + S_{ДЧ1}(F) + S_{ФД}(F) + S_{ФНЧ}(F) + S_{ДЧ2}(F) + \frac{1}{N_{2ГП}^2} \cdot [S_{СМ} + \right. \quad (2.8) \\ \left. + K_{ЦВС}^2 \cdot (S_{ГОЧ}(F) \cdot n_{1ГП}^2 + S_{УЧ}(F)) + S_{ЦВС}(F) \right] \cdot |H_{31ГП}(j2\pi F)|^2 + S_{ГУН}(F) \cdot |H_{32ГП}(j2\pi F)|^2,$$

На рисунке 2.10 представлены результаты моделирования вкладов звеньев ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ в результирующий уровень СПМ фазовых шумов при следующих параметрах:  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц, выходная частота ГОЧ  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц, выходная частота ЦВС  $f_{ЦВС} = 1000$  МГц,  $N_{1ГП} = 10$ ,  $n_1 = 25$ ; (а) при  $N_{2ГП} = 210$ ,  $N_{3ГП} = 1$ ; (б) при  $N_{2ГП} = 30$ ,  $N_{3ГП} = 3$ . Выражения для моделирования вкладов звеньев ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ в результирующий уровень СПМ фазовых шумов сведены в таблицу 2.3.

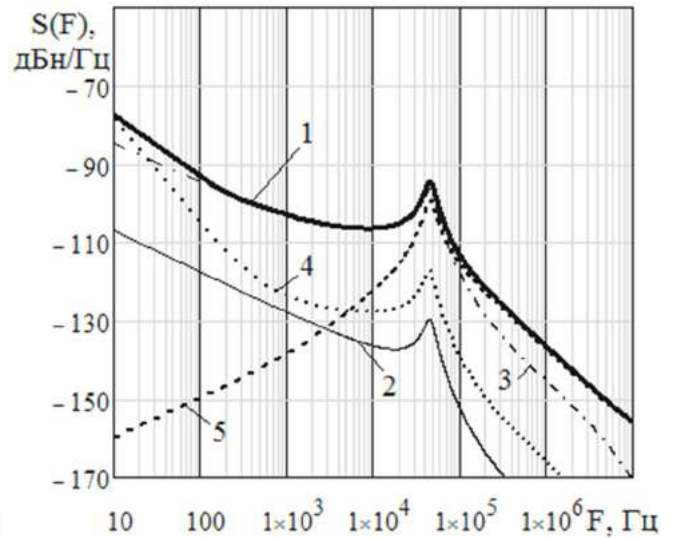
По рисунку 2.10 видно, что при  $N_{3ГП} = 1$  наибольший вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ на отстройках до 8 кГц вносит ФД. На отстройках свыше 8 кГц максимальный вклад вносит ГУН. При  $N_{3ГП} = 3$  вклад ФД в результирующий уровень СПМ фазовых шумов уменьшается и на отстройках до 30 Гц основной

Таблица 2.3 – Выражения для расчета вкладов звеньев гибридного синтезатора с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ

Обозначение на рисунке 2.10	Звено	Выражение для расчета вклада звена
1	Результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ	(2.8)
2	Вклад ЦВС	$S_{\text{ЦВС\_вклад}}(F) = \frac{S_{\text{ЦВС}}(F)}{N_{2ГП}^2} \cdot  H_{31ГП}(j2\pi F) ^2$
3	Вклад ФД	$S_{\text{ФД\_вклад}}(F) = S_{\text{ФД}}(F) \cdot  H_{31ГП}(j2\pi F) ^2$
4	Вклад ГОЧ	$S_{\text{ГОЧ\_вклад}}(F) = S_{\text{ГОЧ}}(F) \cdot \left[ \frac{1}{N_1^2} + \frac{K_{\text{ЦВС}}^2 \cdot n_1^2}{N_2^2} \right] \cdot  H_{31ГП}(j2\pi F) ^2$
5	Вклад ГУН	$S_{\text{ГУН\_вклад}}(F) = S_{\text{ГУН}}(F) \cdot  H_{32ГП}(j2\pi F) ^2$



а) при  $N_{2ГП} = 210$ ,  $N_{3ГП} = 1$



б) при  $N_{2ГП} = 30$ ,  $N_{3ГП} = 3$

Рисунок 2.10 – Вклады шумов звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ

(обозначение цифрами пояснено в таблице 2.3)

вклад уже вносит ГОЧ, на отстройках от 30 Гц до 8 кГц максимальный вклад вносит ФД. На отстройках свыше 8 кГц максимальный вклад вносит ГУН.

При увеличении  $N_{згп}$  общий коэффициент деления в цепи обратной связи также уменьшается, за счет чего уменьшается и уровень СПМ фазовых шумов. Однако увеличение  $N_{згп}$  приводит к увеличению шага перестройки частоты ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ. За счет небольшого вклада ЦВС изменение тактовой частоты ЦВС в данном гибридном синтезаторе при одинаковой выходной частоте практически не влияет на уровень фазовых шумов.

#### 2.2.4. Математическая модель СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора частот на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ

Проведем исследование СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора частот на основе ЦВС и двухкольцевой системы ФАПЧ. По структурной схеме данного синтезатора, представленной на рисунке 1.11, составим эквивалентную схему со всеми источниками фазовых шумов (рисунок 2.11).

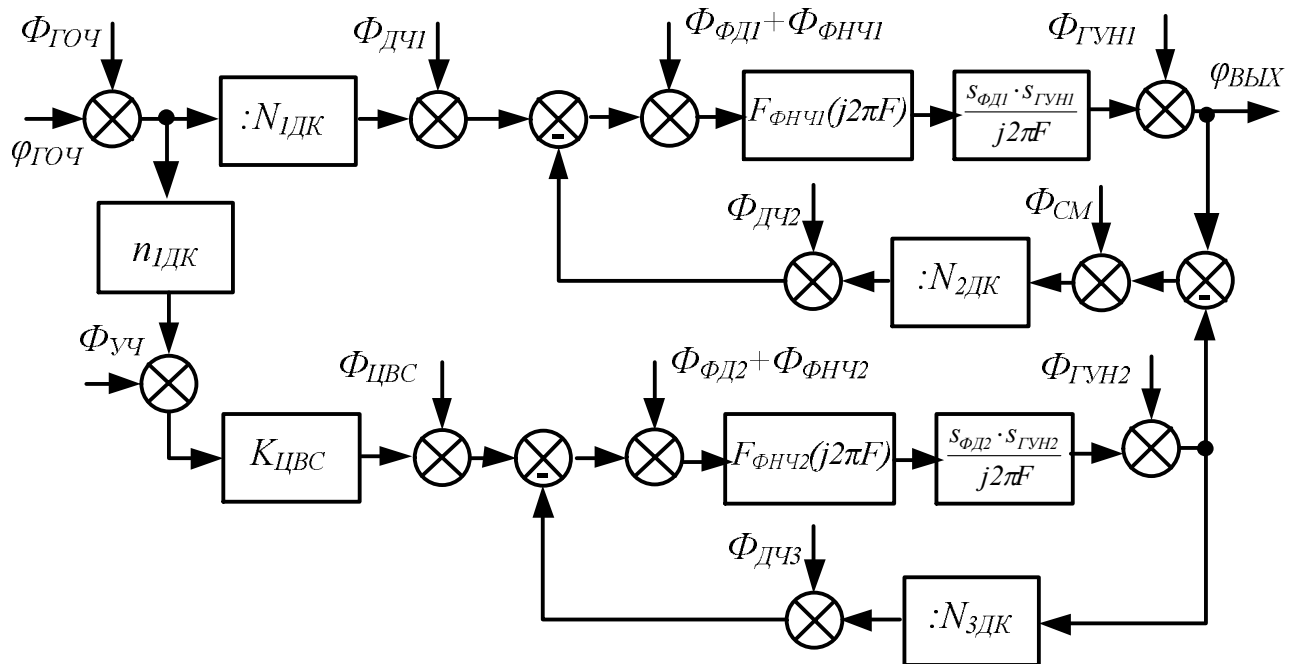


Рисунок 2.11 – Эквивалентная схема гибридного синтезатора на основе ЦВС и двухкольцевой системы ФАПЧ

На основе эквивалентной схемы (рисунок 2.11) запишем выражения для расчета СПМ фазовых шумов выходного сигнала ГСЧ

$$\Phi_{ГСЧ ДК} = \left[ \frac{\Phi_{ГОЧ}}{N_{1ДК}} + \Phi_{ДЧ1} + \Phi_{ФД1} + \Phi_{ФНЧ1} - \Phi_{ДЧ2} - \frac{I}{N_{2ДК}} (\Phi_{СМ} - \Phi_{2К}) \right] \cdot H_{311}(j2\pi F) + \Phi_{ГУН1} H_{321}(j2\pi F), \quad (2.9)$$

где

$$\Phi_{2К} = \left[ (\Phi_{ГОЧ} + \Phi_{ДЧ1}) \cdot n_{1ДК} + \Phi_{УЧ} \right] \cdot K_{ЦВС} + \Phi_{ЦВС} + \Phi_{ФД2} + \Phi_{ФНЧ2} - \Phi_{ДЧ3} \cdot H_{312}(j2\pi F) + \Phi_{ГУН2} H_{322}(j2\pi F). \quad (2.10)$$

– это флуктуации фазы выходного сигнала второго кольца ФАПЧ,

$$H_{311}(j2\pi F) = \frac{H_1(j2\pi F)N_{2ДК}}{1 + H_1(j2\pi F)} \quad \text{и} \quad H_{312}(j2\pi F) = \frac{H_2(j2\pi F)N_{3ДК}}{1 + H_2(j2\pi F)} \quad \text{– передаточные}$$

функции замкнутых 1-го и 2-го колец ФАПЧ соответственно по внешним шумам,

$$H_{321}(j2\pi F) = \frac{I}{1 + H_1(j2\pi F)} \quad \text{и} \quad H_{322}(j2\pi F) = \frac{I}{1 + H_2(j2\pi F)} \quad \text{– передаточные}$$

функции замкнутых 1-го и 2-го колец ФАПЧ соответственно по внутренним шумам,

$$H_1(j2\pi F) = \frac{F_{ФНЧ1} \cdot S_{ФД1} \cdot S_{ГУН1}}{j2\pi F} \cdot \frac{I}{N_{2ДК}} \quad \text{и} \quad H_2(j2\pi F) = \frac{F_{ФНЧ2} \cdot S_{ФД2} \cdot S_{ГУН2}}{j2\pi F} \cdot \frac{I}{N_{3ДК}} \quad \text{–}$$

передаточные функции разомкнутых 1-го и 2-го колец ФАПЧ, где  $F_{ФНЧ1}$  и  $F_{ФНЧ2}$  – передаточные функции ФНЧ1 и ФНЧ2, соответственно.

На основании выражений (2.9) и (2.10) получим математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов ГСЧ на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ [120–122]:

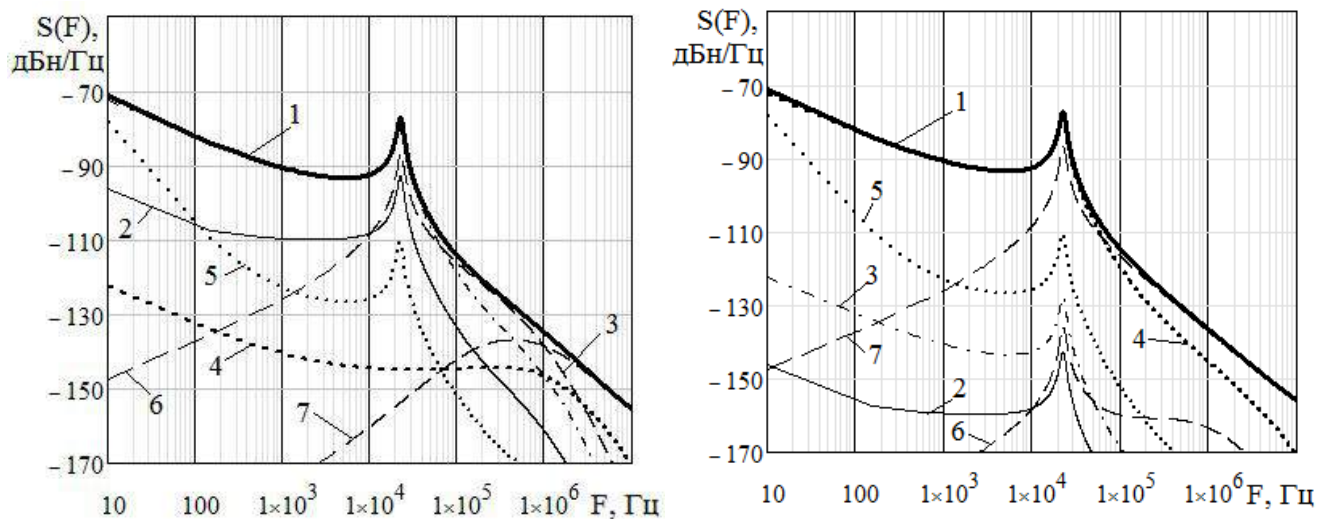
$$S_{ГСЧ ДК}(F) = \left[ \frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_{1ДК}^2} + S_{ДЧ1}(F) + S_{ФД1}(F) + S_{ФНЧ1}(F) + S_{ДЧ2}(F) + \frac{I}{N_{2ДК}^2} (S_{СМ}(F) + S_{2К}(F)) \right] \cdot |H_{311}(j2\pi F)|^2 + S_{ГУН1}(F) \cdot |H_{321}(j2\pi F)|^2, \quad (2.11)$$

где

$$S_{2K}(F) = \left[ \left[ (S_{ГОЧ}(F) + S_{дч1}(F)) \cdot n_{1ДК}^2 + S_{уч}(F) \right] \cdot K_{ЦВС}^2 + S_{ЦВС}(F) + S_{ФД2}(F) + S_{ФНЧ2}(F) + S_{дч3} \right] \cdot |H_{312}(j2\pi F)|^2 + S_{ГУН2}(F) \cdot |H_{322}(j2\pi F)|^2 \quad (2.12)$$

– математическая модель шумовых характеристик второго кольца ФАПЧ.

Проведем моделирование СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора на основе ЦВС и двухкольцевой системы ФАПЧ по выражениям (2.11) и (2.12). На рисунке 2.12 представлены вклады звеньев ГСЧ в результирующий уровень СПМ фазовых шумов для следующих параметров:  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц,  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц,  $f_{СР1} = f_{СР2} = 10$  МГц,  $f_{ЦВС} = 10$  МГц,  $f_T = 3500$  МГц,  $N_{1ДК} = 10$ . При этом выходная частота ГУН2 для рисунка 2.12 (а) составляла  $f_{ГУН2} = 3090$  МГц ( $N_{2ДК} = 1$ ,  $N_{3ДК} = 309$ ), а для рисунка 2.12 (б)  $f_{ГУН2} = 10$  МГц ( $N_{2ДК} = 1$ ,  $N_{3ДК} = 309$ ). Выражения для моделирования вкладов звеньев ГСЧ на основе ЦВС и двухкольцевой системы ФАПЧ приведены в таблице 2.4.



а)  $f_{ГУН2} = 3090$  МГц ( $N_{2ДК} = 1$ ,  $N_{3ДК} = 309$ )    б)  $f_{ГУН2} = 10$  МГц ( $N_{2ДК} = 309$ ,  $N_{3ДК} = 1$ )

Рисунок 2.12 – Вклады шумов звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ (обозначение в таблице 2.4)

Таблица 2.4 – Выражения для расчета вкладов звеньев гибридного синтезатора на основе ЦВС и двухкольцевой системы ФАПЧ

Обозначение на рисунке 2.12	Звено	Выражение для расчета вклада звена
1	Результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ	по (2.11) и (2.12)
2	Вклад ЦВС	$S_{\text{ЦВС\_вклад}}(F) = \frac{1}{N_{2\text{ДК}}^2} \cdot S_{\text{ЦВС}}(F) \cdot  H_{312}(j2\pi F) ^2 \times  H_{311}(j2\pi F) ^2.$
3	Вклад ФД2	$S_{\text{ФД2\_вклад}}(F) = \frac{1}{N_{2\text{ДК}}^2} \cdot S_{\text{ФД2}}(F) \cdot  H_{312}(j2\pi F) ^2 \times  H_{311}(j2\pi F) ^2.$
4	Вклад ФД1	$S_{\text{ФД1\_вклад}}(F) = S_{\text{ФД1}}(F) \cdot  H_{311}(j2\pi F) ^2.$
5	Вклад ГОЧ	$S_{\text{ГОЧ\_вклад}}(F) = \left[ \frac{1}{N_{1\text{ДК}}^2} + \frac{K_{\text{ЦВС}}^2 \cdot n_{1\text{ДК}}^2}{N_{2\text{ДК}}^2} \cdot  H_{312}(j2\pi F) ^2 \right] \times S_{\text{ГОЧ}}(F)  H_{311}(j2\pi F) ^2.$
6	Вклад ГУН2	$S_{\text{ГУН2\_вклад}}(F) = S_{\text{ГУН2}}(F) \cdot  H_{321}(j2\pi F) ^2 \cdot  H_{322}(j2\pi F) ^2.$
7	Вклад ГУН1	$S_{\text{ГУН1\_вклад}}(F) = S_{\text{ГУН1}}(F) \cdot  H_{321}(j2\pi F) ^2.$

В соответствии с рисунком 2.12 при формировании ГУН2 сигнала с частотой почти равной частоте выходного сигнала ГСЧ (коэффициент деления ДЧ2 имеет минимальное значение  $N_{2\text{ДК}} = 1$ ) основной вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов вносит фазовый дискриминатор второго кольца ФАПЧ ФД2. Соответственно в случае, когда значение коэффициента деления ДЧ2 имеет максимально допустимое значение (в моделировании на рисунке 2.12 (б))



$N_{2ДК} = 309$ ), то есть второе кольцо ФАПЧ не умножает выходную частоту ЦВС, основной вклад вносит ФД1.

На рисунке 2.13 представлены результаты моделирования СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ для трех значений выходной частоты ГУН2: 1 – при  $f_{ГУН2} = 3090$  МГц ( $N_{2ДК} = 1$ ), 2 – при  $f_{ГУН2} = 10$  МГц ( $N_{2ДК} = 309$ ), 3 – при  $f_{ГУН2} = 1560$  МГц ( $N_{2ДК} = 154$ ).

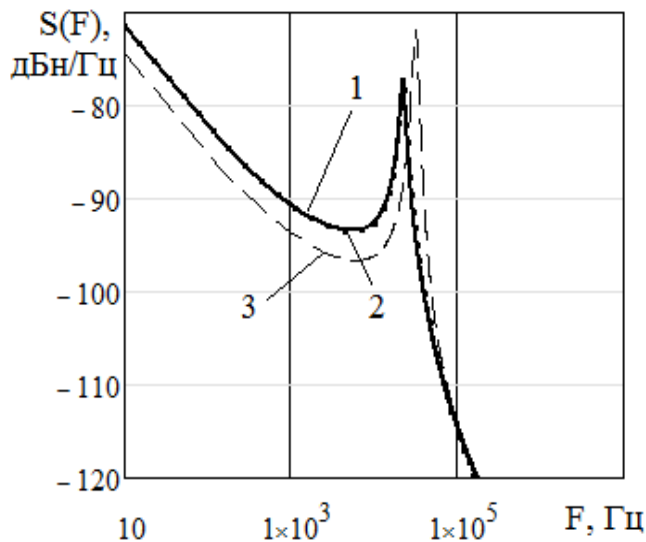


Рисунок 2.13 – СПМ фазовых шумов ГСЧ: 1 – при  $f_{ГУН2} = 3090$  МГц,  $N_{2ДК} = 1$ ; 2 – при  $f_{ГУН2} = 10$  МГц,  $N_{2ДК} = 309$ ; 3 – при  $f_{ГУН2} = 1560$  МГц,  $N_{2ДК} = 154$

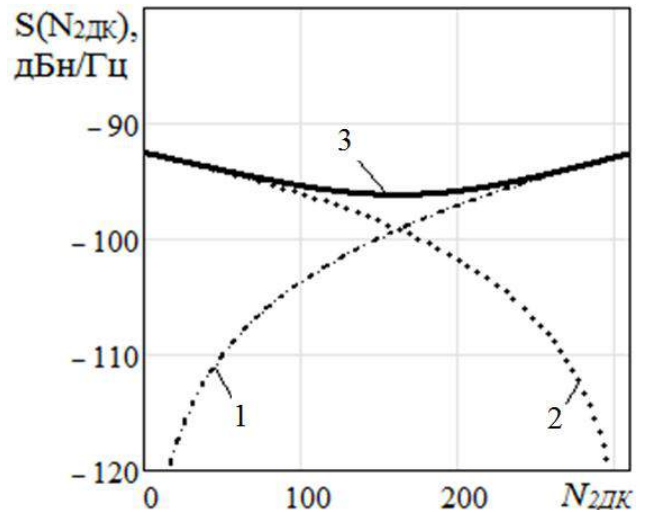


Рисунок 2.14 – Вклады первого (1) и второго (2) колец ФАПЧ в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ (3) в зависимости от значения коэффициента деления ДЧ2

По рисунку 2.13 сравним уровни СПМ фазовых шумов для граничных значений коэффициента деления делителя ДЧ2  $N_{2ДК} = 1$  и  $N_{2ДК} = 309$  (кривые 1 и 2 соответственно). На подавляющем диапазоне отстройки уровень СПМ фазовых шумов практически совпадает, несмотря на разницу в значении коэффициента деления. Это объясняется тем, что при малом значении коэффициента деления  $N_{2ДК}$  увеличивается значение коэффициента деления  $N_{3ДК}$  делителя ДЧ3 в цепи обратной связи второго кольца ФАПЧ. За счет этого существенно возрастают шумы второго кольца ФАПЧ, и в итоге их вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора является определяющим. Это

подтверждает и рисунок 2.14, на котором показана зависимость СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора (кривая 3) от коэффициента деления  $N_{2ДК}$  на частоте отстройки  $F = 1000$  Гц, а также вклады первого (кривая 1) и второго (кривая 2) колец ФАПЧ. Таким образом, наименьший уровень фазовых шумов гибридный синтезатор имеет в случае, когда вклады первого и второго колец ФАПЧ в результирующий уровень СПМ фазовых шумов примерно равны (при  $N_{2ДК} = 154$  (кривая 3 на рисунке 2.13)).

### 2.2.5. Сравнительный анализ шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот

Проведем моделирование и сравнение СПМ фазовых шумов четырех типов ГСЧ на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза и ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза для аналогичных выходных частот. На рисунке 2.15 представлены результаты моделирования при опорной частоте  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц для следующих значений выходных частот: а)  $f_{ГУН} = 3100$  МГц, б)  $f_{ГУН} = 6100$  МГц, в)  $f_{ГУН} = 9100$  МГц, г)  $f_{ГУН} = 12100$  МГц.

Сравнение уровня СПМ фазовых шумов гибридных синтезаторов частот, проведенное по рисунку 2.15, показывает, что наименьшим уровнем СПМ фазовых шумов обладает гибридный синтезатор на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза. Однако такие недостатки, как значительные массогабаритные показатели, а также большое количество и значительный уровень дискретных ПСС выходного сигнала накладывают ограничения на применение таких синтезаторов для формирования сигналов в СВЧ диапазоне.

Среди гибридных синтезаторов на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза наибольшим уровнем СПМ фазовых шумов обладает ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ. Самый низкий уровень СПМ фазовых шумов имеет ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки.

Значение коэффициента деления для ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ эквивалентно общему значению коэффициента деления для ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ, однако, согласно рисунку 2.15, уровни их фазовых шумов не равны. Это связано с тем, что вклад собственных фазовых

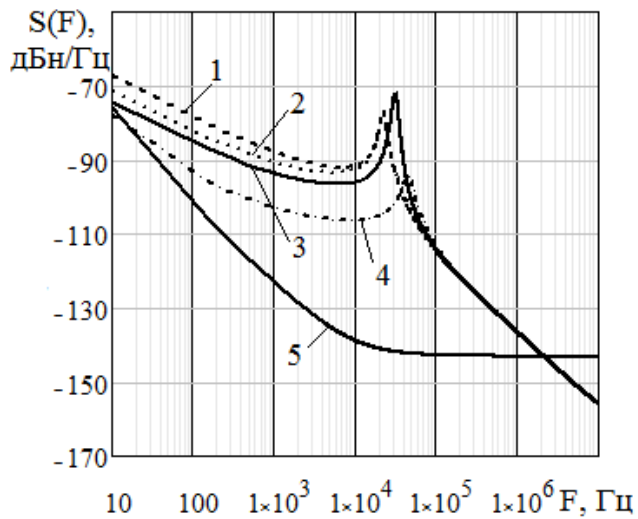
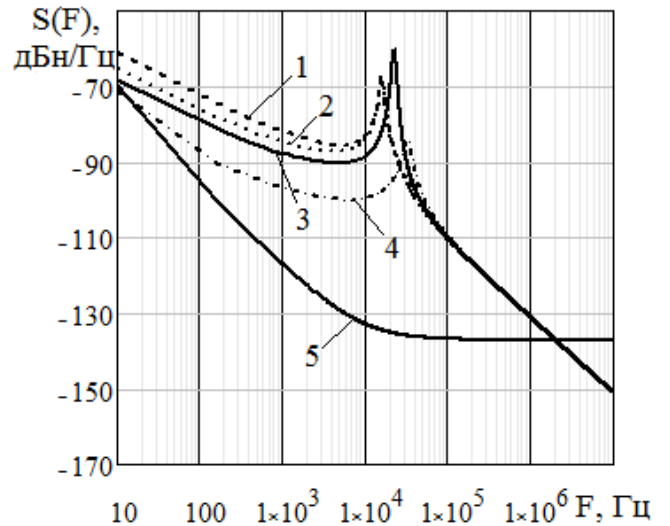
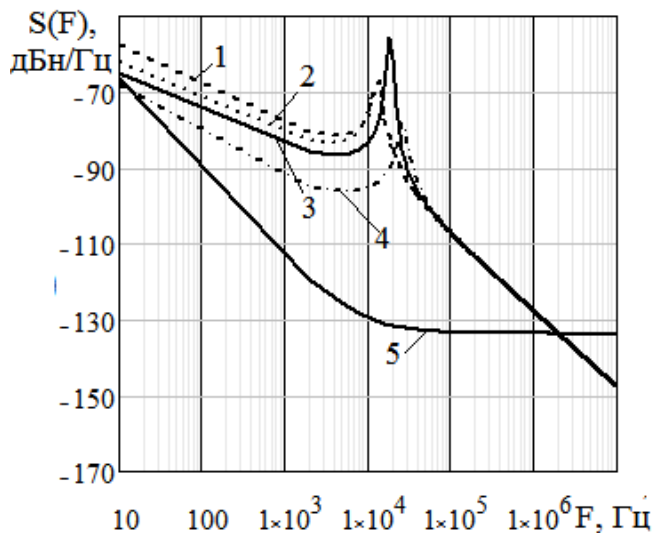
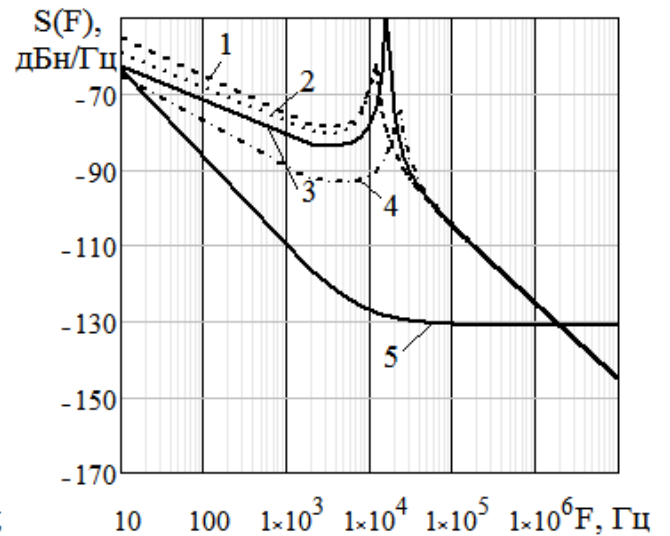
а)  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГцб)  $f_{ВЫХ} = 6100$  МГцв)  $f_{ВЫХ} = 9100$  МГцг)  $f_{ВЫХ} = 12100$  МГц

Рисунок 2.15 – Моделирование СПМ фазовых шумов гибридных синтезаторов частот (1 – ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ; 2 – ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ; 3 – ГСЧ на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ; 4 – ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ; 5 – ГСЧ на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза)

шумов ЦВС в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ существенно превышает вклад ЦВС в ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ из-за малого значения тактовой частоты (в соответствии с моделью (1.30) уровень собственных фазовых шумов ЦВС обратно пропорционален квадрату значения тактовой частоты).

Минимальным коэффициентом деления в цепи обратной связи среди гибридных синтезаторов обладает ГСЧ на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ, тем не менее, уровень его фазовых шумов больше, чем уровень шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ, поскольку второе кольцо ФАПЧ, логически представляющееся как умножитель выходной частоты ЦВС, вносит существенный вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ.

При выходной частоте  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ меньше уровня СПМ фазовых шумов ГСЧ частот с ЦВС в цепи обратной связи на 4–5 дБ, при выходной частоте  $f_{ГУН} = 6100$  МГц на 3–4 дБн, при выходной частоте  $f_{ГУН} = 9100$  МГц на 1–2 дБ, при выходной частоте  $f_{ГУН} = 12100$  МГц на 1 дБ. То есть увеличением выходной частоты выигрыш по уровню СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки уменьшается. Это связано с тем, что значение выходной частоты ЦВС для всех графиков (рисунок 2.15 а, б, в, г) фиксировано и составляет 1400 МГц. Это значение соответствует максимальной выходной частоте, генерируемой современными интегральными ЦВС (ИМС AD9914 при тактировании максимально допустимой тактовой частотой  $f_T = 3500$  МГц).

Таким образом, для того, чтобы снизить уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов, необходимо уменьшить коэффициент деления в цепи обратной связи за счет увеличения выходной частоты цифрового вычислительного синтезатора до значения, соизмеримого с выходной частотой гибридного синтезатора. При этом цифровой вычислительный синтезатор с увеличенной частотой не должен вносить

существенный вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов выходного сигнала гибридного синтезатора.

### 2.3. Экспериментальные исследования шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот

Для подтверждения разработанных математических моделей был разработан экспериментальный стенд [123–125], на котором реализованы гибридные синтезаторы частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза (фото экспериментального стенда в приложении П1). Основу данного стенда составляют две отладочные платы.

Отладочная плата EV-ADF411XSD1Z (фото на рисунке 2.16) представляет собой модуль, на котором собран синтезатор на основе системы ФАПЧ. Цифрами на рисунке 2.16 обозначены следующие установленные интегральные микросхемы и компоненты:

1 – ADF4113HV – микросхема ФАПЧ; содержит частотно-фазовый детектор с максимальной частотой сравнения 5 МГц, делитель опорной частоты с целочисленным коэффициентом деления  $R$  и делитель частоты ГУН с целочисленным коэффициентом деления  $N$ ;

2 – кварцевый генератор опорной частоты с выходной частотой 10 МГц;

3 – ФНЧ – пропорционально-интегрирующий фильтр второго порядка;

4 – VCO190-295T – генератор, управляемый напряжением, формирующий полосу частот от 290 до 300 МГц (управляющее напряжение  $U_{VPP} = 1,6 \dots 3,2$  В; крутизна  $s_{ГУН} = 7$  МГц/В);

5 – SDP-S (System Demonstration Platform) – специализированный модуль, осуществляющий управление синтезатором частот с ПК через интерфейс USB.

Систему ФАПЧ можно тактировать от внешнего генератора, для этого был установлен дополнительный разъем  $PЧ\_ГОЧ$ . Выходной сигнал синтезатора поступает на разъем  $PЧ\_ГУН$ . С целью реализации гибридных синтезаторов топология дорожек на отладочной плате была несколько изменена, в частности,

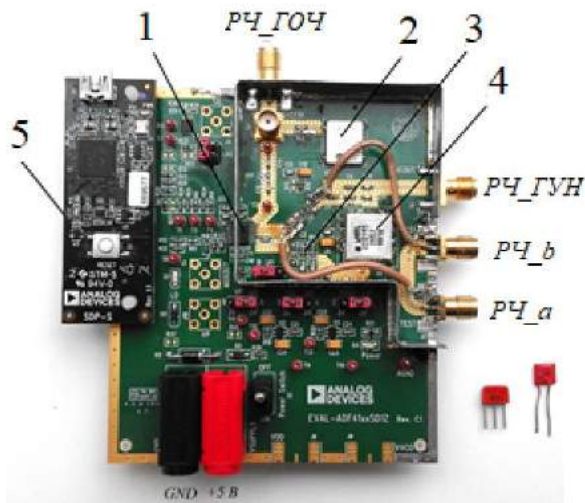


Рисунок 2.16 – Отладочная плата  
EV-ADF411XSD1Z

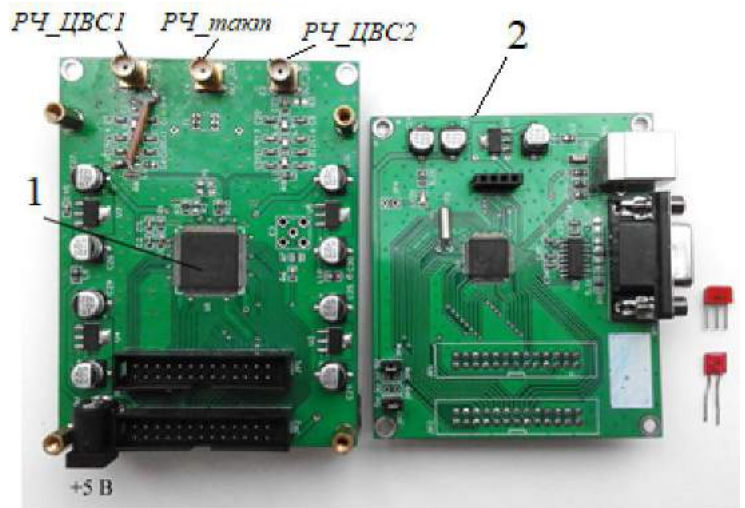


Рисунок 2.17 – Отладочная плата ЦВС  
AD9910

цепь обратной связи была выведена наружу с помощью дополнительных разъемов  $PЧ\_a$  и  $PЧ\_b$ . Напряжение питания составляет 5 В.

Микросхема ЦВС AD9910 – это синтезатор прямого цифрового синтеза с интегрированным 14-разрядным цифроаналоговым преобразователем. Тактовая частота может достигать до 1 ГГц, максимальная выходная частота составляет 400 МГц. Микросхема установлена на специализированной отладочной плате (фото на рисунке 2.17), управляющейся с помощью ПК через USB интерфейс. Ядро ЦВС AD9910 установлено в центре отладочной платы (1 на рисунке 2.17). Отладочная плата имеет отдельный вход для подключения внешнего генератора тактовой частоты ЦВС ( $PЧ\_такт$  на рисунке 2.17). Кроме того, отладочная плата имеет квадратурный выход: по одному каналу – нулевое смещение по начальной фазе ( $PЧ\_ЦВС$  на рисунке 2.17), по второму – смещение – 90 градусов ( $PЧ\_ЦВС\_2$  на рисунке 2.17). Управление работой ЦВС осуществляется через ПК с помощью микроконтроллера STM32. Микроконтроллер установлен на дополнительной плате (2 на рисунке 2.17). На выходе устанавливается фильтр ФНЧ<sub>ЦВС</sub> для выделения сигнала с основной частотой  $f_{ЦВС}$ .

На экспериментальном стенде были реализованы гибридные синтезаторы частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза,

рассмотренные в главе 1.2.1. На рисунке 2.18 представлена схема исследования шумовых характеристик гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ. На рисунке 2.19 представлена схема исследования спектральных и шумовых характеристик гибридного синтезатора частот с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ, в которой для усиления выходного сигнала ГУН использовался усилитель ADL5530. Для реализации ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ (схема на рисунке 2.20) дополнительно использовался смеситель AD831 и фильтр ФНЧсм, выделяющий сигнал с разностной частотой.

Во избежание наводок и помех микросхемы на отладочных платах были дополнительно экранированы, а сами отладочные платы установлены в персональные ячейки в едином цельнометаллическом корпусе. Исследование СПМ фазовых шумов выходных сигналов гибридных синтезаторов частот проводилось на прецизионном анализаторе спектра R&S®FSUP8. Достоверность полученных результатов обеспечивается применением апробированного метода измерения фазовых шумов – метода фазового детектора с использованием малошумящего источника опорных колебаний анализатора спектра.

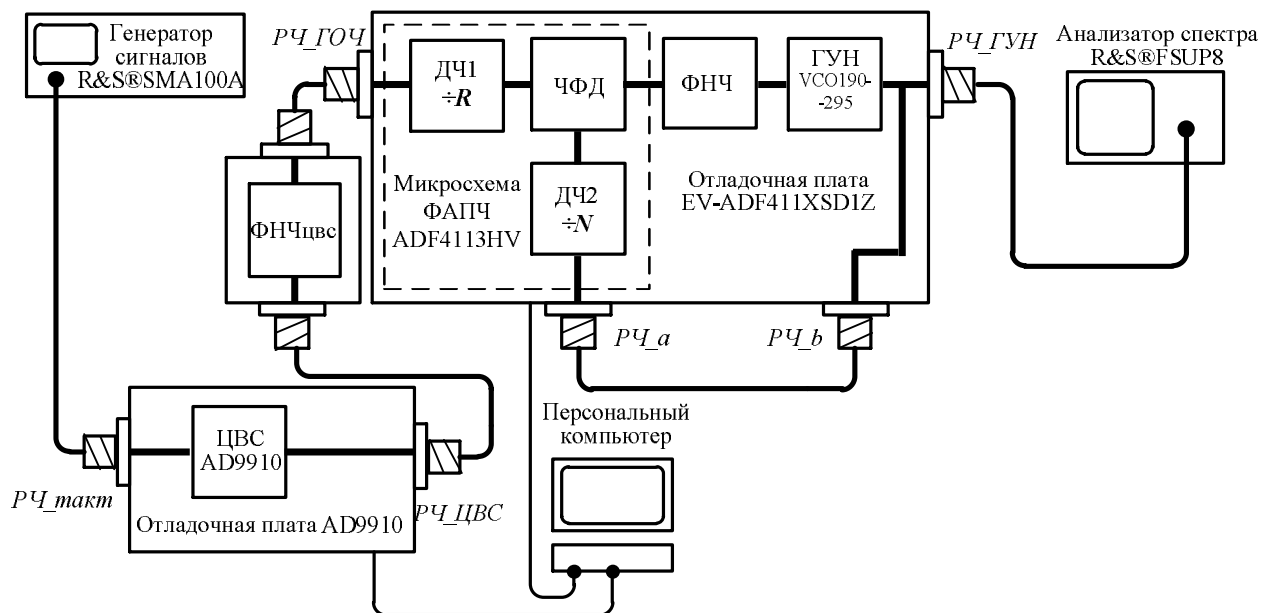


Рисунок 2.18 – Схема исследования шумовых характеристик ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ

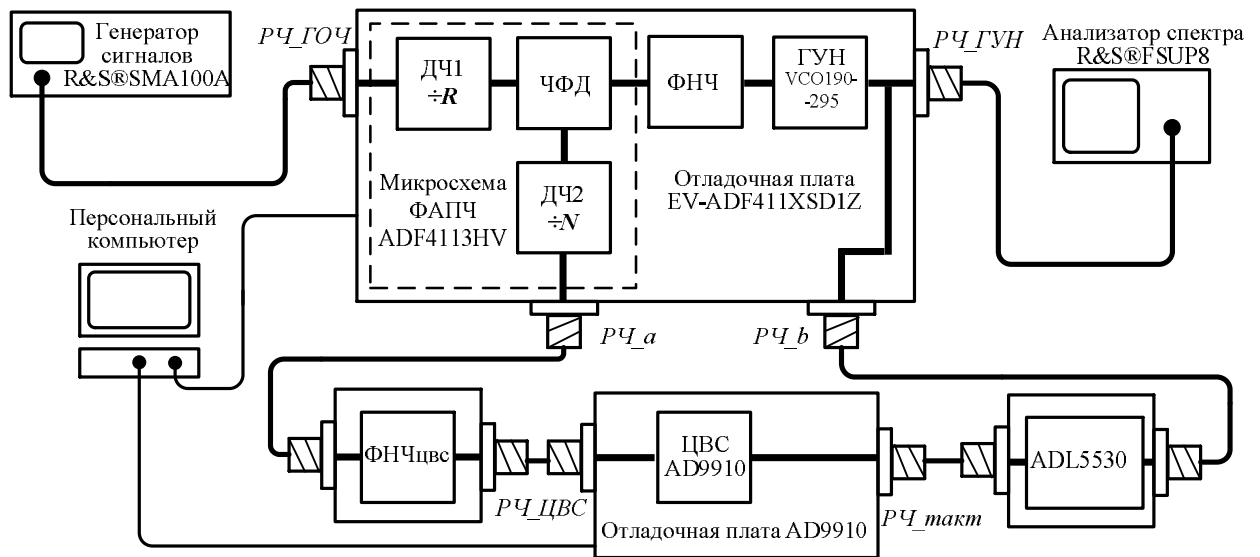


Рисунок 2.19 – Схема исследования шумовых характеристик ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ

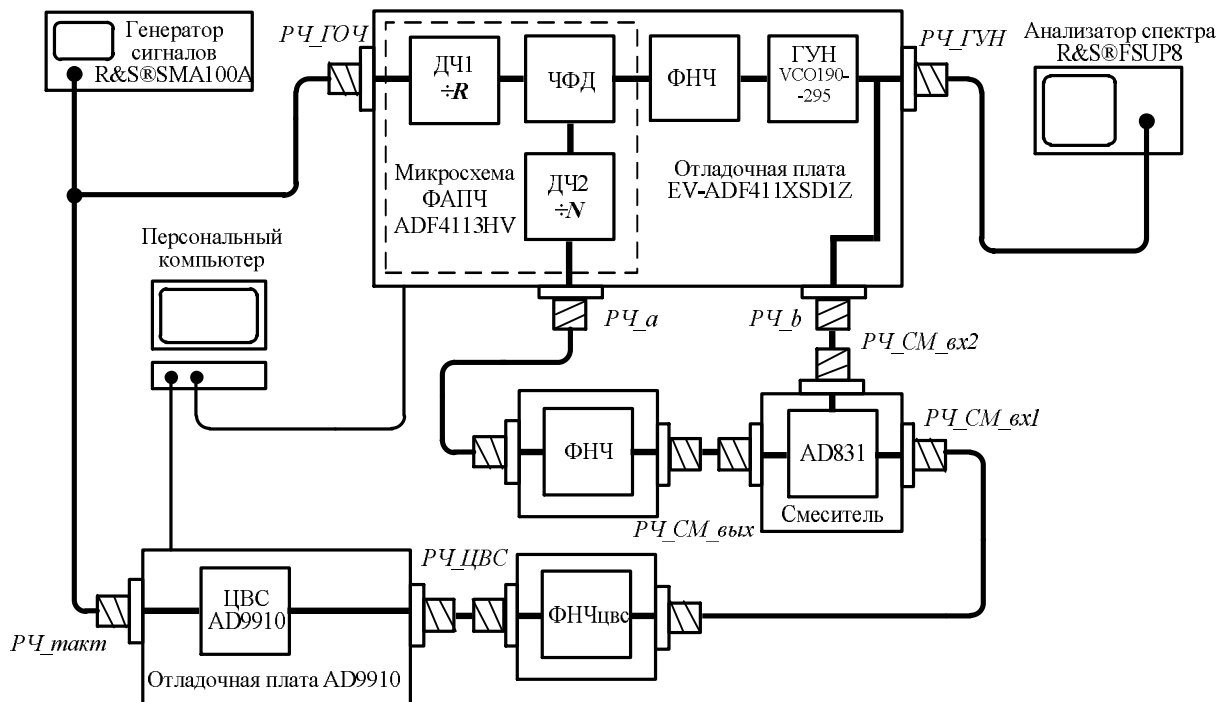


Рисунок 2.20 – Схема исследования шумовых характеристик ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ

На рисунке 2.21 представлены результаты сравнения экспериментально полученных СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора



ФАПЧ с результатами математического моделирования по (2.4). В качестве модели СПМ фазовых шумов ЦВС использовалась модель (1.30) с коэффициентами аппроксимации, соответствующими микросхеме AD9910. В качестве моделей СПМ фазовых шумов ГОЧ и ГУН использовались модели из таблицы 1.4. В качестве моделей звеньев системы ФАПЧ использовались модели соответствующих звеньев из таблицы 1.5. Параметры синтезатора для эксперимента и моделирования: для  $f_{ГОЧ} = f_T = 100$  МГц,  $f_{ЦВС} = 1$  МГц,  $f_{ВЫХ} = 300$  МГц,  $f_{СР} = 1$  МГц,  $R = 1$ ,  $N = 300$ .

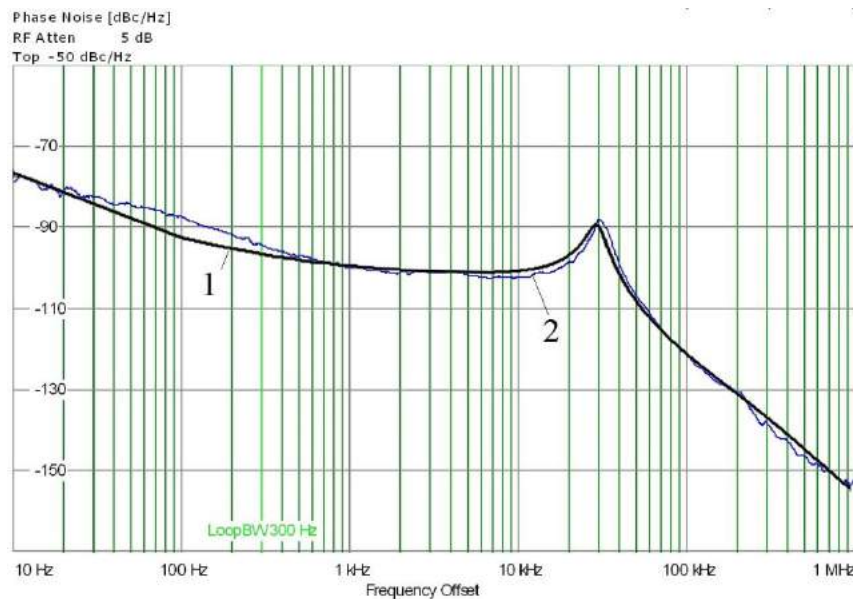


Рисунок 2.21 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ (1– моделирование, 2 – эксперимент)

На рисунке 2.22 представлены результаты сравнения экспериментально полученных СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ с результатами математического моделирования по (2.6). Параметры синтезатора для эксперимента и моделирования:  $f_{ГОЧ} = 10$  МГц,  $f_{ЦВС} = 75$  МГц,  $f_{ВЫХ} = f_T = 300$  МГц,  $f_{СР} = 1$  МГц,  $R = 10$ ,  $N = 75$ .

На рисунке 2.23 представлены результаты сравнения экспериментально полученных СПМ фазовых шумов ГСЧ с результатами математического моделирования по (2.8). Параметры синтезатора для эксперимента и

моделирования: для  $f_{ГОЧ} = f_T = 100$  МГц,  $f_{ЦВС} = 25$  МГц,  $f_{ВЫХ} = 300$  МГц,  $f_{СР} = 1$  МГц,  $R = 1$ ,  $N = 275$ .

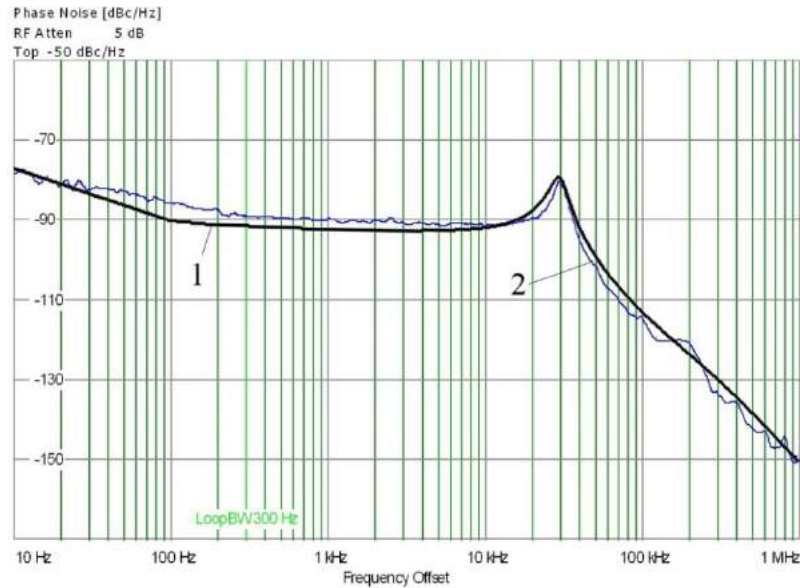


Рисунок 2.22 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ (1 – моделирование, 2 – эксперимент)

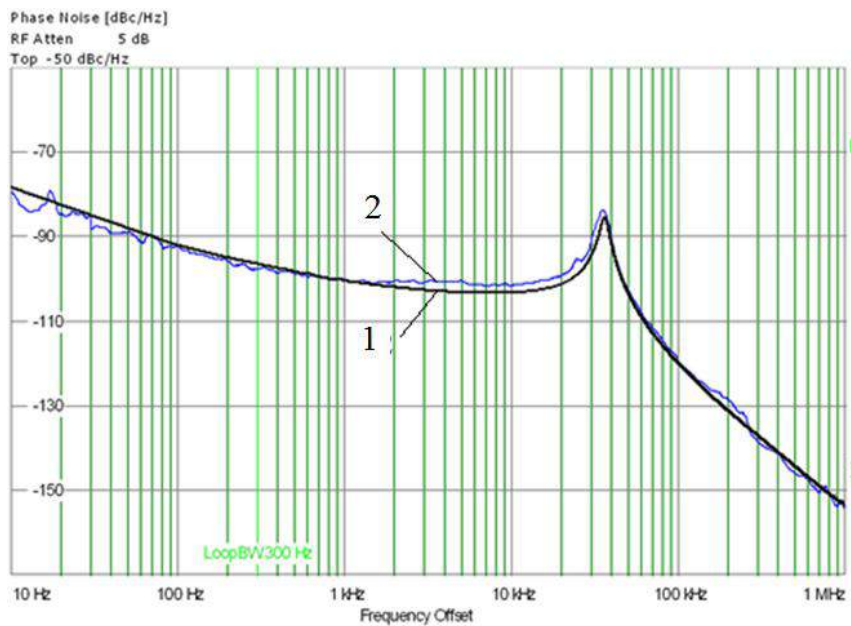


Рисунок 2.23 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ (1 – моделирование, 2 – эксперимент)

Как видно из рисунков 2.21–2.23, разработанные математические модели СПМ фазовых шумов с точностью 1–4 дБ соответствуют экспериментальным

шумовым характеристикам, что позволяет их использовать для моделирования и анализа шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот при разных значениях опорных и выходных частот.

## 2.4. Выводы

1. Разработана математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза. Проведенное исследование для разных типов генераторов опорной частоты показало, что на частотах отстройки вблизи несущей основной вклад в результирующий уровень фазовых шумов вносит генератор опорной частоты, свыше – цифровой вычислительный синтезатор.

2. Разработаны математические модели шумовых характеристик 4-х типов гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза: гибридного синтезатора частот с цифровым вычислительным синтезатором в качестве опорного генератора ФАПЧ, гибридного синтезатора частот с цифровым вычислительным синтезатором в цепи обратной связи ФАПЧ, гибридного синтезатора частот с цифровым вычислительным синтезатором в качестве генератора подставки ФАПЧ и гибридного синтезатора частот на основе цифрового вычислительного синтезатора и двухкольцевой ФАПЧ. С помощью разработанных моделей проведен анализ вкладов звеньев гибридных синтезаторов в результирующий уровень спектральной плотности мощности фазовых шумов.

3. Сравнение шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот показало, что наименьшим уровнем фазовых шумов обладает гибридный синтезатор на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза. Среди гибридных синтезаторов на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза наименьшим уровнем фазовых шумов обладает гибридный синтезатор с цифровым вычислительным синтезатором в качестве генератора подставки ФАПЧ. Дальнейшее снижение уровня фазовых шумов гибридного

синтезатора возможно за счет уменьшения коэффициента деления частоты в цепи обратной связи ФАПЧ путем увеличения выходной частоты цифрового вычислительного синтезатора. При этом цифровой вычислительный синтезатор с увеличенной частотой не должен вносить существенный вклад в результирующий уровень фазовых шумов выходного сигнала гибридного синтезатора.

4. Разработана экспериментальная установка для измерения шумовых характеристик 3-х вариантов гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза. Проведенные экспериментальные исследования показали хорошее совпадение разработанных математических моделей шумовых характеристик гибридных синтезаторов с экспериментальными (погрешность 1–4 дБ), что позволяет использовать их для моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридных синтезаторов частот, построенных на современных интегральных микросхемах, для разных значений опорных и выходных частот.

### ГЛАВА 3. ПРИМЕНЕНИЕ ОБРАЗОВ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

В данной главе исследованы вопросы применения копий спектра (образов) основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов в гибридных синтезаторах частот с целью снижения уровня фазовых шумов выходного сигнала. Разработана обобщенная схема гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, разработаны алгоритмы частотного планирования, разработана и экспериментально подтверждена математическая модель СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора. Материалы главы опубликованы в [128–140].

#### 3.1. Обобщенная схема и частотное планирование гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора

Копии спектра (образы) основной частоты ЦВС можно использовать для увеличения выходной частоты ЦВС [54, 104, 128 и др.]. Амплитуда образов уменьшается с увеличением номера образа по закону синуса Котельникова. На рисунке 3.1 схематично представлено расположение образов основной частоты в спектре выходного сигнала ЦВС при постоянном коэффициенте передачи ЦВС.

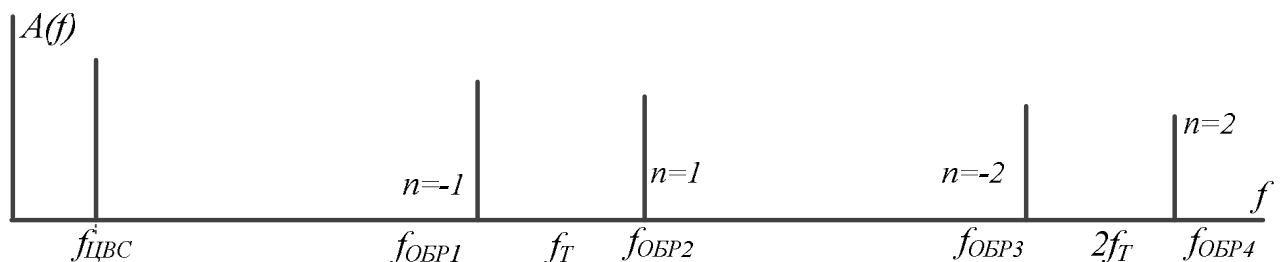


Рисунок 3.1 – Образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора

Сигнал с частотой требуемого образа основной частоты ЦВС выделяется полосовым фильтром. Для увеличения амплитуды сигналов с частотами образов могут применяться усилители.

Организовать работу ЦВС на образах основной частоты можно в любой структурной схеме ГСЧ на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза (рисунки 1.8–1.11). Однако целесообразней их использовать в тех случаях, когда от ЦВС требуется максимально возможная частота.

В гибридном синтезаторе с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ и гибридном синтезаторе с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ выходная частота ЦВС поступает на ФД. Максимальная частота сравнения современных интегральных ФД, как правило, не превышает  $f_{CPmax} = 100$  МГц. И, поскольку, диапазон формируемых частот современных интегральных ЦВС достигает до 1500 МГц, в названных гибридных синтезаторах применение образов основной частоты ЦВС не актуально [130].

В гибридных синтезаторах с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ от ЦВС требуется формировать сигнал с максимально возможной выходной частотой для уменьшения значения коэффициента деления в цепи обратной связи и, как следствие, снижения уровня фазовых шумов и побочных составляющих спектра выходного сигнала. Причем, в соответствии с выводами по второй главе, выходной сигнал ЦВС с увеличенной выходной частотой не должен иметь собственные фазовые шумы, превышающие вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов самой системы ФАПЧ, поскольку выигрыш по уровню фазовых шумов за счет уменьшения коэффициента деления в цепи обратной связи ФАПЧ компенсируется вкладом собственных фазовых шумов ЦВС с увеличенной выходной частотой.

Структурная схема ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, представлена на рисунке 3.2 [131–133].

ГСЧ, использующий образы основной частоты ЦВС, отличается от ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ тем, что на выходе ЦВС

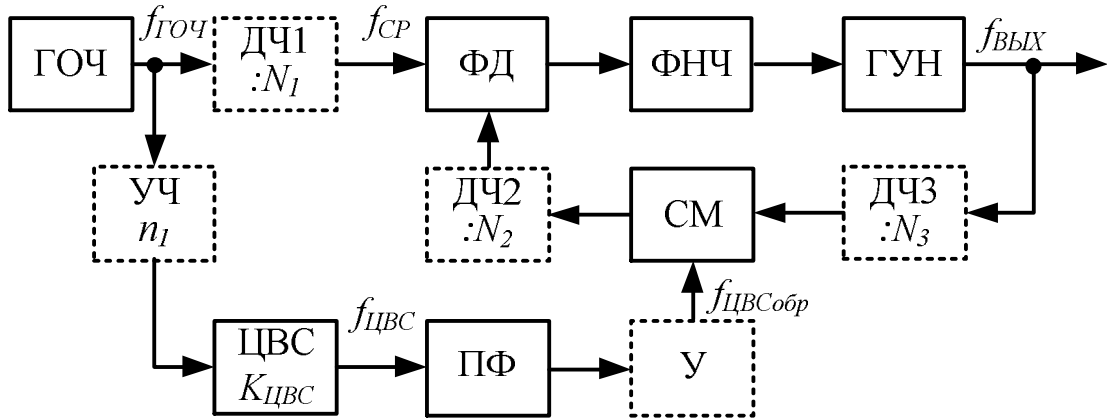


Рисунок 3.2 – Структурная схема гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС

устанавливается полосовой фильтр, выделяющий сигнал с частотой требуемого образа, и, при необходимости, усилитель, увеличивающий амплитуду образа.

Делитель ДЧ2 используют в тех случаях, когда разность между выходной частотой ГУН и выходной частотой ЦВС превышает значение частоты сравнения ФД. Делитель ДЧ3 необходим в тех случаях, когда выходная частота более чем в два раза больше максимально возможной выходной частоты ЦВС на образе, также с помощью использования ДЧ3 можно расширить диапазон выходных частот ГСЧ.

Перед проектированием гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС необходимо провести его частотное планирование. Целью частотного планирования является определение частотных соотношений в структуре синтезатора для формирования сигнала с заданной выходной частотой. Рассмотрим особенности частотного планирования ГСЧ на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза, использующего образы основной частоты ЦВС.

Выходная частота ГСЧ, представленного на рисунке 3.2, будет определяться

$$f_{\text{ВЫХ}} = N_3 \left( \frac{N_2 f_{\text{ГОЧ}}}{N_1} + f_{\text{ЦВСобр}} \right), \quad (3.1)$$

где  $f_{\text{ЦВСобр}}$  – частота образа ЦВС, определяемая как

$$f_{\text{ЦВСобр}} = n_1 f_{\text{ГОЧ}} K_{\text{ЦВСобр}}, \quad (3.2)$$

где  $K_{\text{ЦВСобр}}$  – коэффициент передачи ЦВС на образе основной частоты:

$$K_{\text{ЦВСобр}} = |n + K_{\text{ЦВС}}|. \quad (3.3)$$

Шаг перестройки частоты ЦВС с использованием образа равен шагу перестройки ЦВС на основной частоте. Таким образом, шаг перестройки частоты ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, определяется из (1.7) и (3.1).

$$\Delta f_{\text{ВЫХ}} = N_3 \Delta f_{\text{ЦВСобр}}. \quad (3.4)$$

Амплитуда сигналов на частотах образов при малых  $K_{\text{ЦВС}}$  имеет небольшое значение (рисунок 3.1). В связи с этим необходимо установить ограничение на интервал значений  $K_{\text{ЦВС}}$  при работе ЦВС на образах основной частоты:

$$K_{\text{ЦВС}} \in [K_{\text{ЦВСmin}}; K_{\text{ЦВСmax}}]. \quad (3.5)$$

Таким образом, ГСЧ, использующий образы основной частоты ЦВС, способен формировать как сигнал с одной частотой, так и сигналы с диапазоном выходных частот с малым шагом перестройки частоты. В связи с этим представляется актуальным рассмотреть особенности частотного планирования ГСЧ для двух случаев: для формирования сигнала с заданной выходной частотой и для формирования сигналов с диапазоном выходных частот.

### 3.1.1. Алгоритм частотного планирования гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, для формирования одночастотного сигнала

Поскольку гибридный синтезатор, использующий образы основной частоты ЦВС, может формировать сигнал с одной и той же частотой при различных комбинациях параметров (коэффициент передачи ЦВС, номер образа  $n$ , коэффициенты деления и умножения), необходимо разработать единый алгоритм расчета параметров при заданных исходных данных: значениях опорной (входной) частоты  $f_{\text{ГОЧ}}$  и выходной частоты  $f_{\text{ВЫХ}}$ . Так как гибридные синтезаторы



ориентированы на техническую реализацию на основе интегральных микросхем, необходимо учесть их технические характеристики и задать максимально допустимую частоту сравнения ФД  $f_{CPmax}$  и максимально допустимую тактовую частоту ЦВС  $f_{Tmax}$ .

Алгоритм частотного планирования ГСЧ на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза, использующего образы основной частоты ЦВС, имеет следующий вид (блок-схема алгоритма представлена на рисунке 3.3) [135, 136]:

Шаг 1. Начальный этап – задание исходных данных:

- значение частоты ГОЧ  $f_{ГОЧ}$ ;
- значение выходной частоты  $f_{ВЫХ}$ ;
- значение максимальной частоты сравнения ФД  $f_{CPmax}$ ;
- значение максимальной тактовой частоты ЦВС  $f_{Tmax}$ .

Шаг 2. Подпрограмма расчета частоты сравнения ФД и коэффициента деления  $N_1$ .

В соответствии с выводами, полученными в главе 2, для обеспечения хороших шумовых характеристик частота сравнения в ФД должна быть максимально возможной. При этом необходимо учесть, что ГСЧ должен иметь запас для перестройки вверх и вниз по частоте. Частота сравнения в ФД задается, как половина от максимально допустимой:

$$f_{CP} = \frac{f_{CPmax}}{2} . \quad (3.6)$$

Коэффициент деления ДЧ1 определяется как

$$N_1 = trunc\left(\frac{f_{ГОЧ}}{f_{CP}}\right), \quad (3.7)$$

где оператор  $trunc()$  – выделение целой части.

Шаг 3. Проверка необходимости использования делителя частоты ДЧ3 и расчет  $N_3$ .

Делитель ДЧ3 необходим в тех случаях, когда выходная частота ГСЧ более

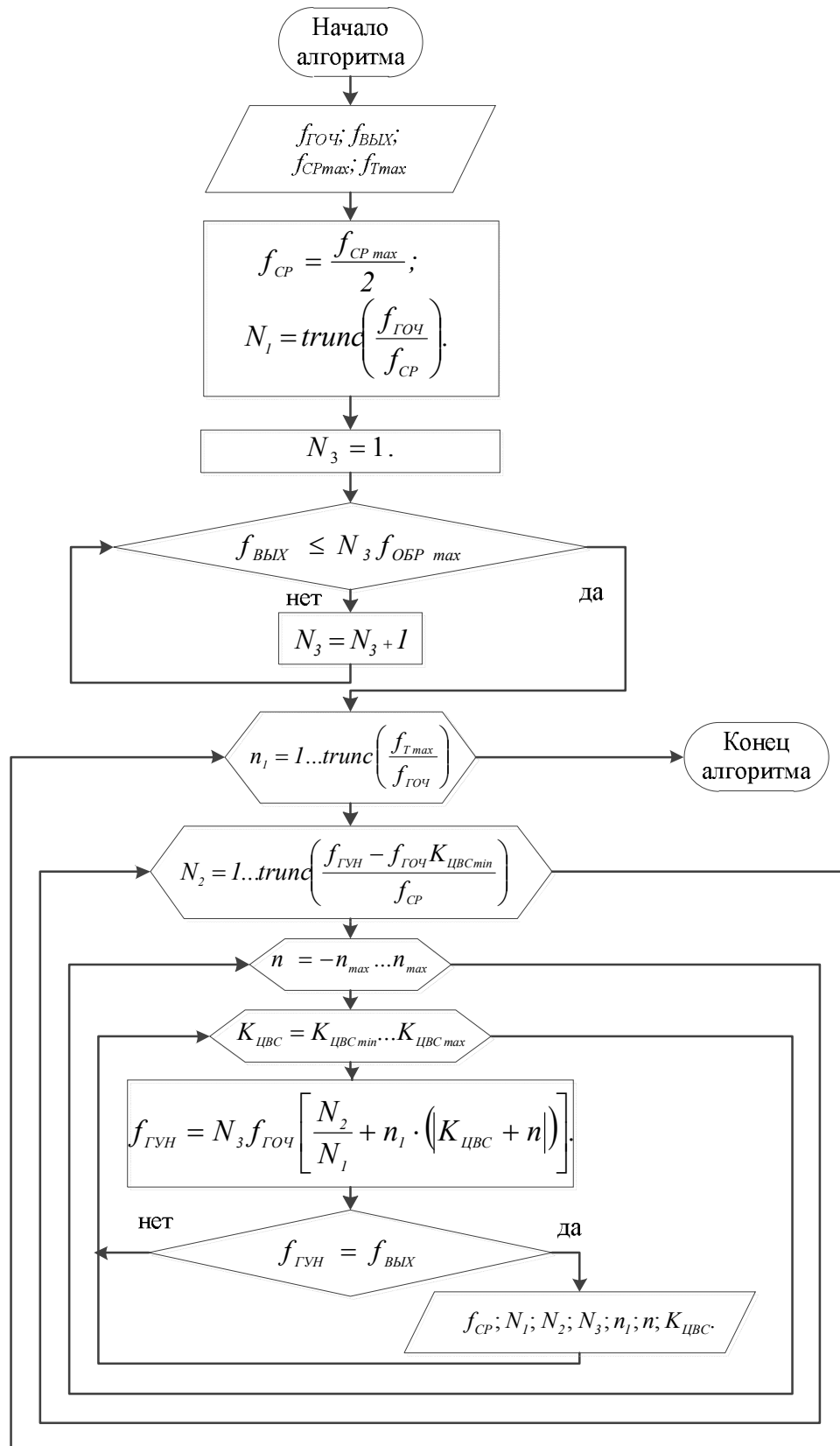


Рисунок 3.3 – Блок-схема алгоритма частотного планирования ГСЧ при формировании сигнала с одной частотой

чем в два раза превышает максимальную выходную частоту ЦВС на образах. В иных случаях применение ДЧЗ нецелесообразно, так как это приводит к росту уровня фазовых шумов выходного сигнала (в соответствии с выводами по второй главе) и увеличению шага перестройки частоты (3.4). При выполнении условия

$$f_{\text{ВЫХ}} \leq N_3 \cdot f_{T_{\text{max}}} \cdot |n_{\text{max}} + K_{\text{ЦВСmax}}| \quad (3.8)$$

ДЧЗ использовать не нужно, т.е.  $N_3 = 1$ . В ином случае коэффициент деления  $N_3$  необходимо увеличивать до тех пор, пока не выполнится условие (3.8).

#### Шаг 4. Определение параметров ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС

На данном этапе рассчитываются значения выходной частоты ГСЧ при всех возможных целочисленных значениях коэффициентов деления и умножения, а также номеров образов и коэффициентов передачи ЦВС:

$$f_{\text{ГУН}} = N_3 f_{\text{ГОЧ}} \left[ \frac{N_2}{N_1} + n_1 \cdot (K_{\text{ЦВС}} + n) \right]. \quad (3.9)$$

Диапазон возможных изменений коэффициента умножения  $n_1$ :

$$n_1 = 1 \dots \text{trunc} \left( \frac{f_{T_{\text{max}}}}{f_{\text{ГОЧ}}} \right). \quad (3.10)$$

Диапазон возможных изменений коэффициента деления  $N_2$ :

$$N_2 = 1 \dots \text{trunc} \left( \frac{f_{\text{ГУН}} - f_{\text{ГОЧ}} K_{\text{ЦВС min}}}{f_{\text{СП}}} \right). \quad (3.11)$$

При расчете необходимо учесть технические возможности разрабатываемого синтезатора. К примеру, современные интегральные ЦВС позволяют использовать в качестве умножителя тактовой частоты встроенную систему ФАПЧ с целочисленным коэффициентом умножения, изменяющимся с шагом 1 (до 255). Современные однокаскадные транзисторные умножители имеют коэффициент умножения 2, 3 или 5. Другие коэффициенты умножения обеспечиваются комбинациями их последовательного включения. Современные делители частоты могут обеспечивать и целочисленное, и дробное деление.

Значения коэффициента передачи ЦВС изменяются в соответствии с (3.5) с шагом, который определяется через  $\Delta K_{\text{ЦВС}} = \frac{1}{2^{N_{\text{нкф}}}}$ .

Значения номера образа  $n$  изменяются в диапазоне

$$n = -n_{\text{max}} \dots n_{\text{max}}. \quad (3.12)$$

Для каждого рассчитанного значения  $f_{\text{ГУН}}$  выполняется проверка условия

$$f_{\text{ГУН}} = f_{\text{ВЫХ}}. \quad (3.13)$$

Если полученное значение из (3.9) удовлетворяет данному условию, все соответствующие ему значения коэффициентов деления, умножения, номер образа и коэффициент передачи ЦВС записываются в выходной массив данных.

#### 5. Конец алгоритма.

В результате выполнения алгоритма получается набор значений коэффициентов деления, коэффициента умножения, коэффициента передачи ЦВС и номера образа, установка которых обеспечивает формирование гибридным синтезатором, использующим образы основной частоты ЦВС, выходного сигнала с требуемой частотой.

**Пример расчета.** Проведем расчет всех возможных комбинаций целочисленных значений коэффициентов деления и умножения, а также соответствующие им коэффициенты передачи и номера образов для ГСЧ, использующего образы основной частоты, для следующих значений частот: выходная частота ГСЧ  $f_{\text{ВЫХ}} = 3100$  МГц, выходная частота ГОЧ  $f_{\text{ГОЧ}} = 100$  МГц, частота сравнения ФД  $f_{\text{СР}} = 10$  МГц, максимальная тактовая частота ЦВС  $f_{\text{ЦВС}} = 2500$  МГц, максимальный номер образа  $n_{\text{max}} = 3$ . В качестве диапазона изменения коэффициента передачи ЦВС по (3.5) для обеспечения хорошей фильтрации был выбран диапазон  $K_{\text{ЦВС}} \in [0,15; 0,35]$ .

Поскольку частота сравнения задана в соответствии с (3.7), коэффициент деления  $N_1 = 10$ . По условию (3.8) делитель ДЧЗ не требуется. В результате выполнения алгоритма получены 845 комбинаций целочисленных значений

коэффициента деления  $N_2$  и коэффициента умножения  $n_1$  для образов с номерами,  $n = -3 \dots 3$  при изменении  $K_{ЦВС} \in [0,15; 0,35]$ .

Данные комбинации представлены в таблице 3.1, а также на рисунке 3.4 в виде областей, сформированных из точек. Области соответствуют номерам образов основной частоты ЦВС и ограничены минимальным и максимальным значениями  $K_{ЦВС}$ . Таким образом, для формирования гибридным синтезатором выходной частоты  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц необходимо установить  $N_1$ ,  $N_3$  и любую комбинацию параметров  $(N_2, n_1, K_{ЦВС}, n)$ , представленных в таблице 3.1 и на рисунке 3.4.

Таблица 3.1 – Значения комбинаций параметров ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, для формирования сигнала с  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц

№	$n_1$	$N_2$	$n$	$K_{ЦВС}$
1	1	277	3	0,3000
2	1	278	3	0,2000
3	1	282	-3	0,2000
.....				
11	1	302	-1	0,2000
12	1	303	-1	0,3000
.....				
773	24	154	-1	0,3500
774	25	1	1	0,2360
775	25	2	1	0,2320
776	25	3	1	0,2280
777	25	4	1	0,2240
778	25	5	1	0,2200
779	25	6	1	0,2160
.....				
844	25	146	-1	0,3440
845	25	147	-1	0,3480

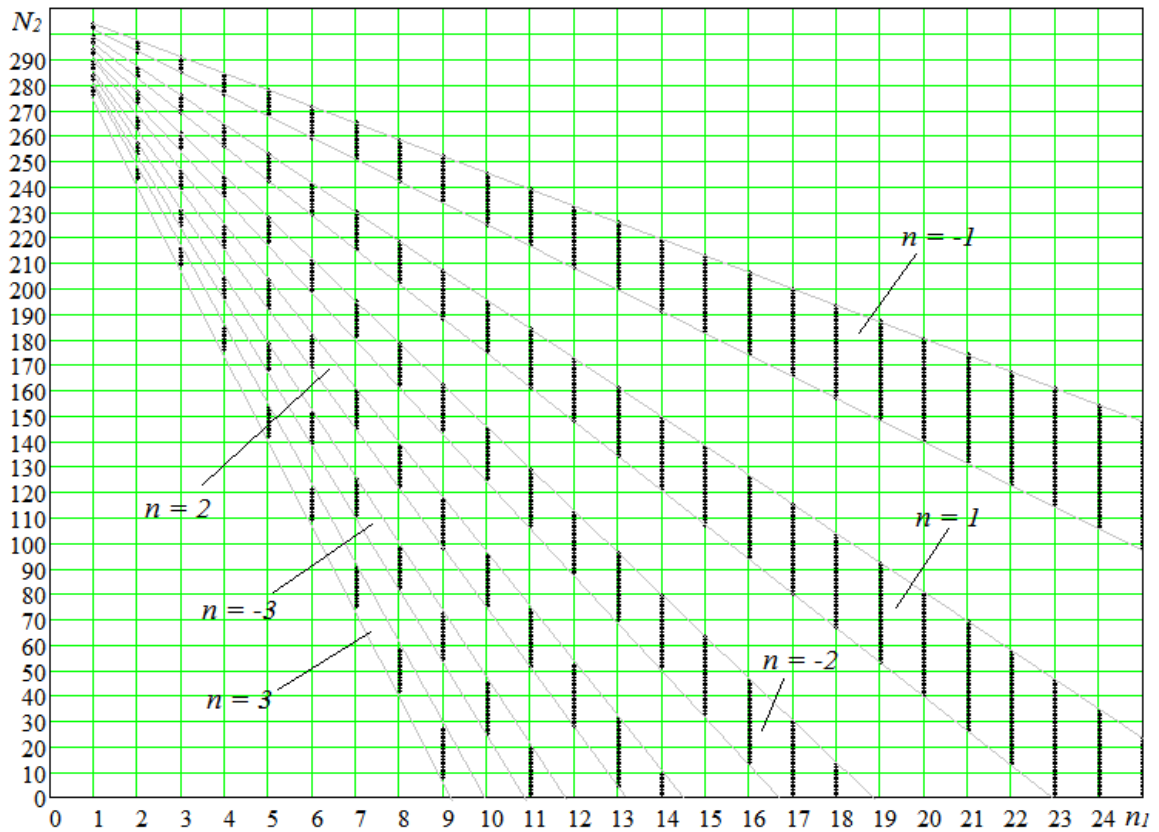


Рисунок 3.4 – Допустимые целочисленные комбинации  $N_2$  и  $n_1$  при  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц;  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц;  $f_{СР} = 10$  МГц;  $K_{ЦВС} \in [0,15; 0,35]$

### 3.1.2. Алгоритм частотного планирования ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, для формирования заданного диапазона частот

В случае, когда задан диапазон выходных частот, алгоритм расчета комбинаций параметров синтезатора несколько другой. В соответствии с рисунком 3.1, а также (3.1)–(3.4), выходная частота ГСЧ, использующего определенный образ основной частоты ЦВС (рисунок 3.2), будет изменяться за счет изменения  $K_{ЦВС}$ .

Выражение, позволяющее рассчитать минимальную и максимальную выходные частоты для определенных значений коэффициентов деления и умножения, а также номера образа:

$$\begin{aligned}
 & \text{при } n > 0 - \begin{cases} f_{ГСЧ\ min} = N_3 f_{ГОЧ} \left[ \frac{N_2}{N_1} + n_1 \cdot (n + K_{ЦВС\ min}) \right]; \\ f_{ГСЧ\ max} = N_3 f_{ГОЧ} \left[ \frac{N_2}{N_1} + n_1 \cdot (n + K_{ЦВС\ max}) \right]. \end{cases} \\
 & \text{при } n < 0 - \begin{cases} f_{ГСЧ\ min} = N_3 f_{ГОЧ} \left[ \frac{N_2}{N_1} + n_1 \cdot (n + K_{ЦВС\ max}) \right]; \\ f_{ГСЧ\ max} = N_3 f_{ГОЧ} \left[ \frac{N_2}{N_1} + n_1 \cdot (n + K_{ЦВС\ min}) \right]. \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

На рисунке 3.5–а приведены диапазоны, формируемые ЦВС, ограниченные интервалом значений  $K_{ЦВС}$  (3.4), и диапазоны изменения выходной частоты ГСЧ, при использовании образов с разными номерами  $n$ : при  $N_2 = 1, N_3 = 1$  (рисунок 3.5–б); при  $N_2 = 2, N_3 = 1$  (рисунок 3.5–в); при  $N_2 = 1, N_3 = 2$  (рисунок 3.5–г); при  $N_2 = 2, N_3 = 2$  (рисунок 3.5–д).

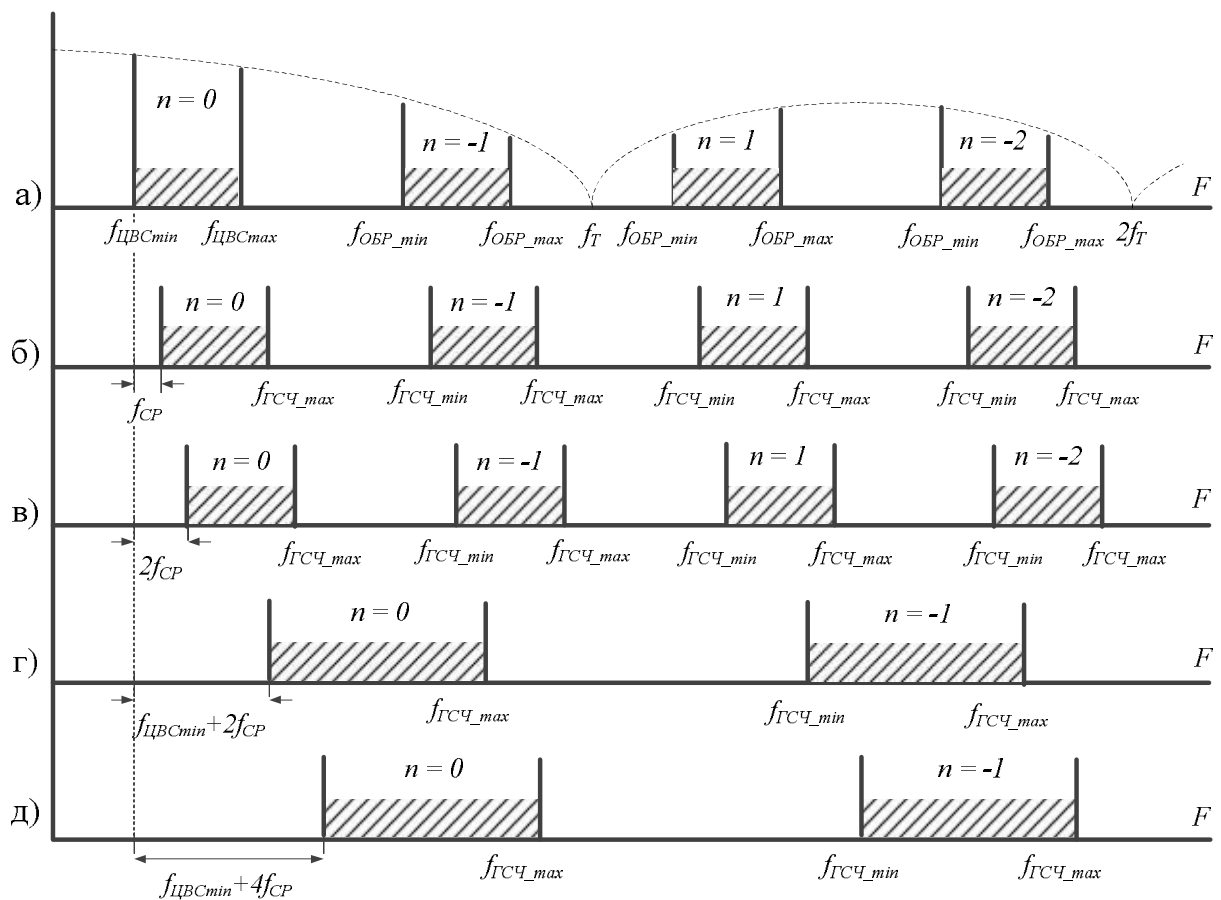


Рисунок 3.5 – Диапазоны частот, формируемые: а) ЦВС;  
 б) ГСЧ (при  $N_2 = 1, N_3 = 1$ ); в) ГСЧ (при  $N_2 = 2, N_3 = 1$ );  
 г) ГСЧ (при  $N_2 = 1, N_3 = 2$ ); д) ГСЧ (при  $N_2 = 2, N_3 = 2$ )

В соответствии с (3.14) и с рисунком 3.5, для расширения диапазона формируемых частот нужно увеличить значение коэффициента деления  $N_3$ , однако это приведет к росту уровня фазовых шумов и к увеличению шага перестройки частоты, поэтому применять ДЧЗ следует только в случаях, когда не выполняется условие (3.8). Существенно расширить диапазон выходных частот без применения дополнительных делителей частоты можно изменением тактовой частоты ЦВС, а точнее изменением коэффициента умножения  $n_1$ .

Рассмотрим алгоритм частотного планирования ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, при заданном диапазоне выходных частот (блок-схема алгоритма представлена на рисунке 3.6) [135, 136]:

Шаг 1. Начальный этап – задание исходных данных:

- значение опорной (входной) частоты  $f_{ГОЧ}$ ;
- значение минимальной выходной частоты ГСЧ  $f_{ВЫХmin}$ ;
- значение максимальной выходной частоты ГСЧ  $f_{ВЫХmax}$ ;
- значение максимальной частоты сравнения ФД  $f_{СПmax}$ ;
- значение максимальной тактовой частоты ЦВС  $f_{Тmax}$ ;
- значение разрядности накопителя кода фазы ЦВС  $N_{НКФ}$ .

Шаг 2. Подпрограмма расчета частоты сравнения ФД и коэффициента деления  $N_1$ .

Выполняется так же, как в алгоритме в п. 3.2.1.

Шаг 3. Проверка необходимости использования делителя частоты ДЧЗ и расчет  $N_3$ .

Выполняется так же, как в алгоритме в п. 3.2.1.

Шаг 4. Проверка условия необходимости использования нескольких номеров образов.

На данном этапе необходимо проверить, можно ли обойтись применением одного образа для формирования заданного диапазона частот. Для этого нужно для требуемого диапазона выходных частот



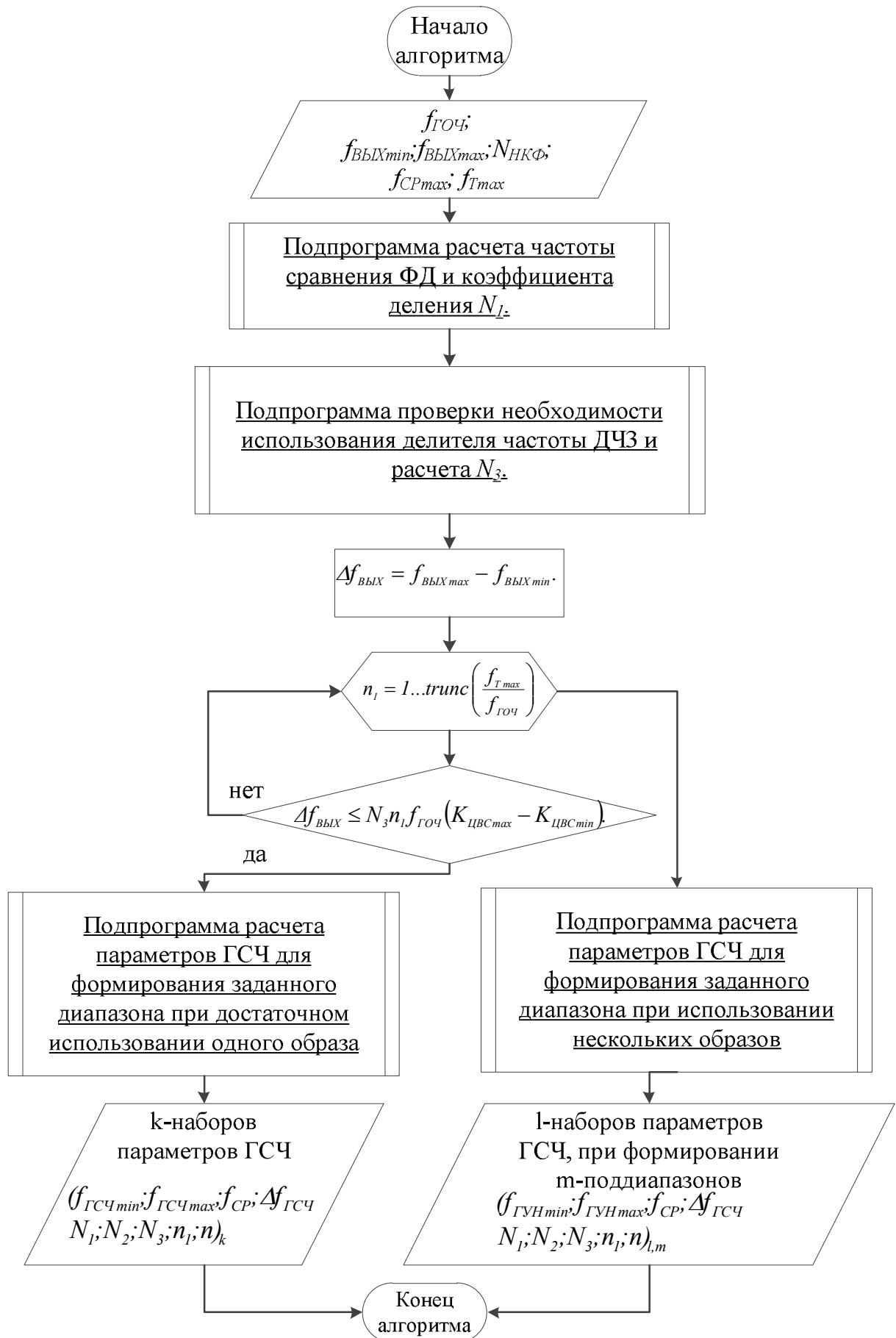


Рисунок 3.6 – Блок-схема алгоритма частотного планирования ГСЧ при формировании диапазона выходных частот

$$\Delta f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ВЫХ max}} - f_{\text{ВЫХ min}}, \quad (3.15)$$

последовательно изменяя  $n_1 = 1 \dots \text{trunc} \left( \frac{f_{\text{T max}}}{f_{\text{ГОЧ}}} \right)$ , проверить выполнение условия

$$\Delta f_{\text{ВЫХ}} \leq N_3 n_1 f_{\text{ГОЧ}} (K_{\text{ЦВС max}} - K_{\text{ЦВС min}}). \quad (3.16)$$

При выполнении данного условия достаточно использовать один образ основной частоты ЦВС для перекрытия заданного диапазона выходных частот (переход к шагу 5). В ином случае необходимо использовать несколько образов основной частоты ЦВС (переход к шагу 6).

Шаг 5. Подпрограмма расчета параметров ГСЧ для формирования заданного диапазона при достаточном использовании одного образа.

На данном этапе рассчитываются значения минимальных и максимальных частот для всех возможных диапазонов изменения выходной частоты ГСЧ при заданном минимальном и максимальном значении коэффициента передачи ЦВС при использовании одного образа по (3.14). При этом значения коэффициента умножения  $n_1$  вычисляются по (3.10), значения коэффициента деления  $N_2$  – по (3.11), значения номера образа  $n$  вычисляются по (3.12).

Для каждого рассчитанных по (3.14) значений  $f_{\text{ГСЧ min}}$  и  $f_{\text{ГСЧ max}}$  выполняется проверка условия

$$\begin{aligned} f_{\text{ВЫХ min}} &\geq f_{\text{ГСЧ min}}; \\ f_{\text{ВЫХ max}} &\leq f_{\text{ГСЧ max}}. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Если рассчитанные значения удовлетворяют данному условию, проводится расчет шага перестройки ГСЧ

$$\Delta f_{\text{ГСЧ}} = N_3 \frac{f_{\text{ГОЧ}} n_1}{2^{N_{\text{НКФ}}}}. \quad (3.18)$$

Затем полученные параметры ГСЧ ( $f_{\text{ГСЧ min}}$ ,  $f_{\text{ГСЧ max}}$ ,  $\Delta f_{\text{ГСЧ}}$ ,  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $N_3$ ,  $n_1$ ,  $n$ ) записывают в выходной массив данных.

Шаг 6. Подпрограмма расчета параметров ГСЧ для формирования заданного диапазона при невыполнении условия (3.16).

Данная подпрограмма выполняется в тех случаях, когда недостаточно использовать перестройку ЦВС для полного перекрытия заданного диапазона. В данном случае необходимо определить значения минимальных и максимальных частот для всех возможных диапазонов изменения выходной частоты ГСЧ при заданном минимальном и максимальном значении коэффициента передачи ЦВС.

Для каждого рассчитанных значений  $f_{ГСЧmin}$  и  $f_{ГСЧmax}$  выполняется проверка условия

$$f_{ВЫХmin} \in [f_{ГСЧmin}; f_{ГСЧmax}] \text{ и/или } f_{ВЫХmax} \in [f_{ГСЧmin}; f_{ГСЧmax}] \quad (3.19)$$

Если рассчитанные значения удовлетворяют данному условию, проводится расчет шага перестройки ГСЧ по (3.18). Затем параметры ГСЧ ( $f_{ГСЧmin}$ ,  $f_{ГСЧmax}$ ,  $\Delta f_{ГСЧ}$ ,  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $N_3$ ,  $n_1$ ,  $n$ ), при которых он формирует поддиапазоны, входящие в исходный диапазон, записывают в выходной массив данных.

#### Шаг 7. Конец алгоритма.

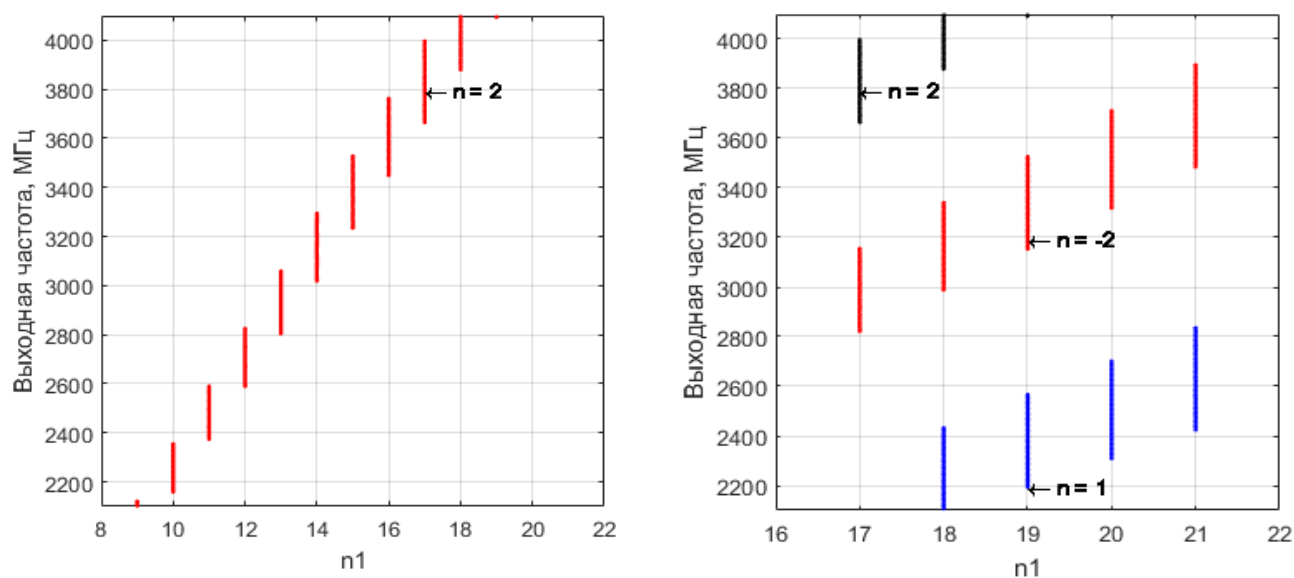
Таким образом, в результате выполнения алгоритма получается набор комбинаций коэффициентов деления, умножения и номеров образов, установка которых обеспечивает формирование гибридным синтезатором, использующим образы основной частоты ЦВС, сигнала с заданным диапазоном выходных частот либо за счет только изменения  $K_{ЦВС}$ , либо за счет изменения  $K_{ЦВС}$ ,  $n_1$  и номера образа  $n$ .

**Пример расчета.** Проведем расчет всех параметров для ГСЧ, использующего образы основной частоты, для формирования диапазона выходных частот: минимальная выходная частота ГСЧ  $f_{ВЫХmin} = 2100$  МГц, максимальная выходная частота ГСЧ  $f_{ВЫХmax} = 4100$  МГц. Входная (опорная) частота  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц, частота сравнения ФД  $f_{СР} = 10$  МГц, максимальная тактовая частота ЦВС  $f_{ЦВС} = 2500$  МГц, максимальный номер образа  $n_{max} = 3$ . В качестве диапазона изменения коэффициента передачи ЦВС для обеспечения хорошей фильтрации был выбран диапазон  $K_{ЦВС} \in [0,15; 0,35]$ . Для выполнения расчетов по вышеприведенному алгоритму была написана программа частотного планирования ГСЧ.

В соответствии с (3.7), коэффициент деления  $N_1 = 10$ . По условию (3.8) делитель ДЧЗ не требуется. Проверка условия (3.16) на шаге 4 показала, что максимально возможный диапазон перестройки ГСЧ при использовании одного образа ( $\Delta f_{ГСЧ} = 500$  МГц при  $n_1 = 25$ ,  $n = 3$ ) недостаточен для перекрытия заданного диапазона перестройки ( $\Delta f_{ВЫХ} = 2000$  МГц). Поэтому необходимо использовать несколько номеров образов, т.е. дальнейший расчет вести по шагу 6.

В результате выполнения шага 6 были получены 21528 комбинаций параметров ГСЧ (коэффициент деления  $N_2$ , коэффициент умножения  $n_1$ , образы с номерами  $n = -3 \dots 3$ ), при установке которых он формирует поддиапазоны, ограниченные значениями  $f_{ГСЧmin}$  и  $f_{ГСЧmax}$ , которые входят в заданный диапазон выходных частот. Данные комбинации сведены в таблицу 3.2.

На рисунке 3.7 представлены два варианта формирования гибридным синтезатором частот заданного диапазона частот из поддиапазонов, получаемых комбинациями параметров из таблицы 3.2, при  $N_2 = 1$ .



а) при использовании одного образа

б) при нескольких образах

Рисунок 3.7 – Варианты формирования гибридным синтезатором, использующим образы основной частоты ЦВС, заданного диапазона выходных частот

Таблица 3.2 – Значения комбинаций параметров ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, для формирования диапазона выходных частот

$$f_{ВЫХ\ min} = 2100 \text{ МГц}, f_{ВЫХ\ max} = 4100 \text{ МГц}$$

№	$n_1$	$N_2$	$n$	$f_{ГСЧ\ min}, \text{ МГц}$	$f_{ГСЧ\ max}, \text{ МГц}$	$\Delta f_{ГСЧ}, \text{ Гц}$
1	7	1	3	2215	2355	0,1630
2	8	1	-3	2130	2290	0,1863
3	8	1	3	2530	2690	0,1863
4	9	1	-3	2395	2575	0,2096
5	9	1	2	1945	2125	0,2096
6	9	1	3	2845	3025	0,2096
7	10	1	-3	2660	2860	0,2328
8	10	1	2	2160	2360	0,2328
9	10	1	3	3160	3360	0,2328

.....

32	18	1	-2	2980	3340	0,4191
33	18	1	1	2080	2440	0,4191
34	18	1	2	3880	4240	0,4191
35	19	1	-2	3145	3525	0,4424
36	19	1	1	2195	2575	0,4424
37	19	1	2	4095	4475	0,4424
38	20	1	-2	3310	3710	0,4657
39	20	1	1	2310	2710	0,4657
40	21	1	-2	3475	3895	0,4889
41	21	1	1	2425	2845	0,4889
42	22	1	-2	3640	4080	0,5122

.....

21524	25	243	-1	4055	4555	0,5821
21525	25	244	-1	4065	4565	0,5821
21526	25	245	-1	4075	4575	0,5821
21527	25	246	-1	4085	4585	0,5821
21528	25	247	-1	4095	4595	0,5821

Таким образом, для формирования гибридным синтезатором заданного диапазона выходных частот вначале необходимо выбрать любой из рассчитанных наборов поддиапазонов. Например, при выборе набора поддиапазонов, представленных на рисунке 3.7 (а), для перекрытия заданного диапазона можно, используя номер образа  $n = -3$  и последовательно переключая коэффициент умножения  $n_l$  от 9 до 18, изменять коэффициент передачи  $K_{ЦВС}$ .

В случае, когда имеются технические ограничения на изменение коэффициента умножения  $n_l$ , можно использовать не один, а несколько номеров образов. К примеру, коэффициент умножения изменяется только от 17 до 21. Для получения нижнего значения заданного диапазона устанавливаем коэффициент умножения  $n_l = 18$  и выделяем образ с номером  $n = 1$ . Диапазон выходных частот ГСЧ получается от 2100 МГц до 2440 МГц. Аналогично изменяя  $n_l$  на значения от 19 до 21, мы в итоге перекрываем диапазон до 2845 МГц. Далее переходим на следующий образ  $n = -2$ , и, изменяя  $n_l$  от 17 до 21, перекрываем поддиапазон от 2815 МГц до 3895 МГц. Для перекрытия оставшегося промежутка необходимо на образе  $n = 2$ , использовать  $n_l = 19$ .

### **3.2. Анализ шумовых характеристик гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС**

Для исследования шумовых характеристик ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, составим математическую модель СПМ фазовых шумов. На основе структурной схемы ГСЧ (рисунок 3.2) составим эквивалентную схему со всеми источниками фазовых шумов (рисунок 3.8). На схеме применены обозначения:  $\Phi_{ЦВСобр}$  – флуктуации фазы ЦВС на образах основной частоты с коэффициентом передачи  $K_{ЦВСобр}$ ;  $\Phi_{ПФ}$  – флуктуации фазы ПФ;  $\Phi_U$  – флуктуации фазы усилителя.

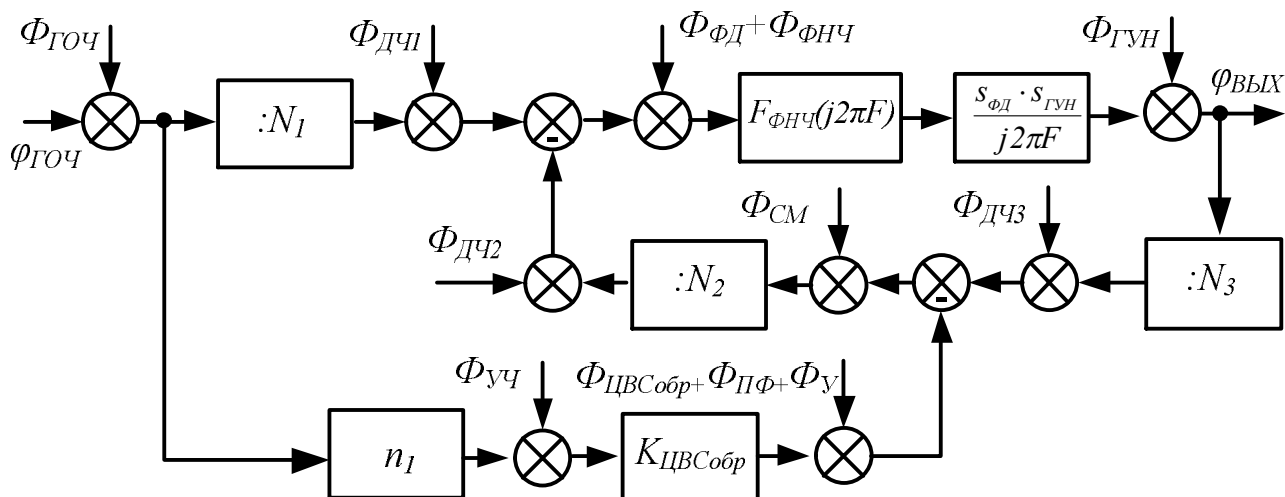


Рисунок 3.8 – Эквивалентная схема ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, со всеми источниками фазовых шумов

На основе эквивалентной схемы (рисунок 3.8) запишем выражение для фазовых флуктуаций выходного сигнала гибридного синтезатора:

$$\begin{aligned} \Phi_{ГСЧ\text{обр}} = & \left[ \frac{\Phi_{ГОЧ}}{N_1} + \Phi_{ДЧ1} + \Phi_{ФД} + \Phi_{ФНЧ} - \Phi_{ДЧ2} - \frac{1}{N_2} \times \right. \\ & \times (\Phi_{СМ} - \Phi_{ДЧ3} - (\Phi_{ГОЧ} \cdot n_1 + \Phi_{УЧ}) K_{ЦВСобр} - (\Phi_{ЦВСобр} + \Phi_{ПФ} + \Phi_{У})) \left. \right] \times \\ & \times H_{31}(j2\pi F) + \Phi_{ГУН} H_{32}(j2\pi F), \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\text{где } H_{31}(j2\pi F) = \frac{H_1(j2\pi F) N_2 N_3}{1 + H_1(j2\pi F)}; \quad H_{32}(j2\pi F) = \frac{1}{1 + H_1(j2\pi F)};$$

$$H_1(j2\pi F) = \frac{1}{N_2 N_3} \cdot \frac{F_{ФНЧ}(j2\pi F) s_{ФД} s_{ГУН}}{j2\pi F}.$$

Математическая модель СПМ фазовых шумов ГСЧ на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза, использующего образы основной частоты ЦВС, на основании (3.20) имеет вид [130–132, 140]:

$$\begin{aligned} S_{ГСЧобр}(F) = & \left[ \frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_1^2} + S_{ДЧ1}(F) + S_{ФД}(F) + S_{ФНЧ}(F) + S_{ДЧ2}(F) + \frac{1}{N_2^2} \cdot [S_{СМ} + \right. \\ & + S_{ДЧ3}(F) + K_{ЦВСобр}^2 \cdot (S_{ГОЧ}(F) \cdot n_1^2 + S_{УЧ}(F)) + S_{ЦВСобр}(F) + S_{ПФ}(F) + S_{У}(F)] \left. \right] \times \\ & \times |H_{31}(j2\pi F)|^2 + S_{ГУН}(F) \cdot |H_{32}(j2\pi F)|^2. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Проведем моделирование шумовых характеристик ГСЧ, использующего образы основной частоты, по (3.21). В таблице 3.3 представлены выражения для

расчета вкладов звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов. В качестве исходных данных для моделирования выберем несколько комбинаций параметров ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, из примера частотного планирования в 3.1.1. Результаты моделирования представлены на рисунке 3.9.

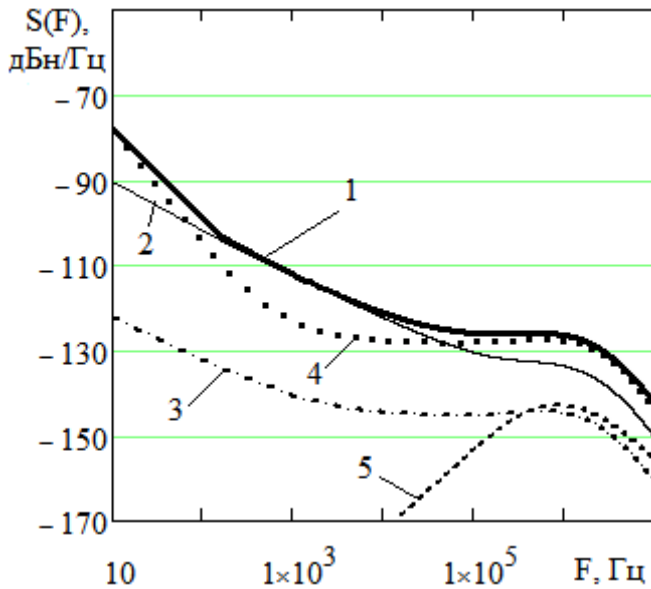
В соответствии с рисунком 3.9, уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, зависит от коэффициента деления в цепи обратной связи (в данном случае от  $N_2$ , т.к.  $N_3 = 1$ ) и увеличивается при изменении от  $N_2 = 1$  до  $N_2 = 230$  примерно на 30 дБ.

Таблица 3.3 – Выражения для моделирования вкладов звеньев ГСЧ

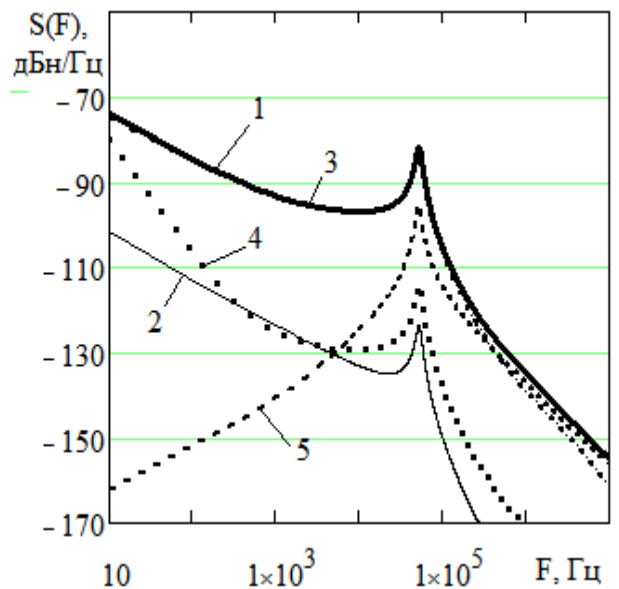
Номер кривой на рисунке 3.7	Звено	Выражение для моделирования вклада звена
1	Результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ	(3.8)
2	Вклад ЦВС	$S_{\text{ЦВСобр\_вклад}}(F) = \frac{S_{\text{ЦВСобр}}(F)}{N_2^2} \cdot  H_{31}(j2\pi F) ^2$
3	Вклад ФД	$S_{\text{ФД\_вклад}}(F) = S_{\text{ФД}}(F) \cdot  H_{31}(j2\pi F) ^2$
4	Вклад ГОЧ	$S_{\text{ГОЧ\_вклад}}(F) = S_{\text{ГОЧ}}(F) \cdot \left[ \frac{1}{N_1^2} + \frac{(n + K_{\text{ЦВС}})^2 \cdot n_1^2}{N_2^2} \right] \times  H_{31}(j2\pi F) ^2$
5	Вклад ГУН	$S_{\text{ГУН\_вклад}}(F) = S_{\text{ГУН}}(F) \cdot  H_{32}(j2\pi F) ^2$



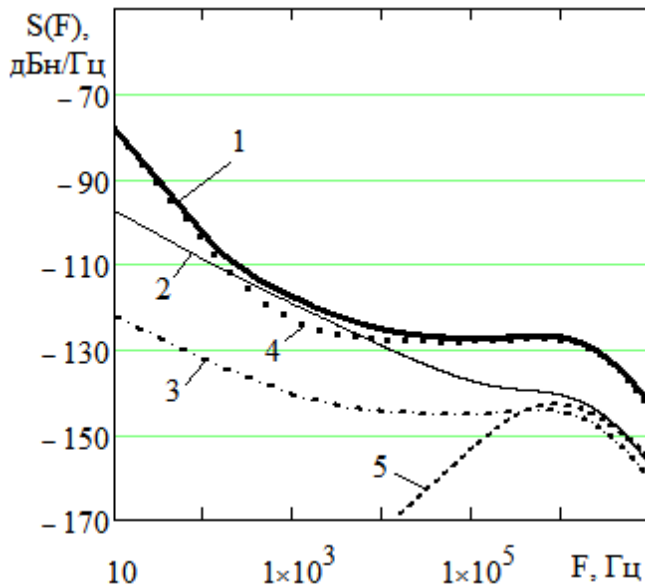
При малом значении  $N_2$  основной вклад в результирующий уровень фазовых шумов вносит ГОЧ. При малом номере образа и большом значении коэффициента умножения  $n_1$  вклад ЦВС превышает вклад ГОЧ лишь на некотором диапазоне отстроек (рисунок 3.9–в, от 300 Гц до 8 кГц). С увеличением номера образа и уменьшением значения коэффициента умножения  $n_1$  вклад ЦВС увеличивается и



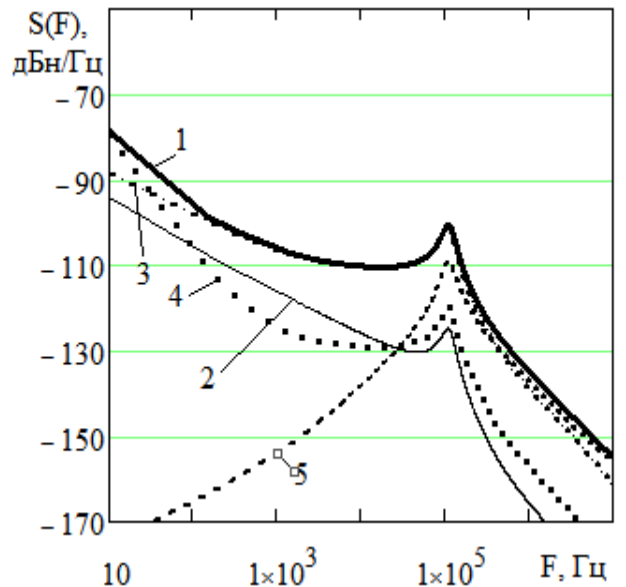
а) при  $n_1 = 11$ ,  $N_2 = 1$ ,  $n = -3$



б) при  $n_1 = 11$ ,  $N_2 = 230$ ,  $n = -1$



в) при  $n_1 = 25$ ,  $N_2 = 1$ ,  $n = 1$



г) при  $n_1 = 15$ ,  $N_2 = 50$ ,  $n = -2$

Рисунок 3.9 – Вклады шумов звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС (обозначение цифрами пояснено в таблице 3.2)

определяет результирующий уровень фазовых шумов ГСЧ на большем диапазоне отстроек (рисунок 3.9–а, от 100 Гц до 20 кГц).

При увеличении  $N_2$  увеличивается вклад ФД в результирующий уровень фазовых шумов ГСЧ. При некоторых значениях  $N_2$  вклад ФД превышает вклад ГОЧ на отстройках вблизи несущей и становится определяющим на всем диапазоне отстроек.

Проведем сравнительное моделирование СПМ фазовых шумов гибридных синтезаторов на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза и ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС. На рисунке 3.10 представлены шумовые характеристики гибридных синтезаторов при одинаковых исходных данных:  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц;  $f_{СР} = 10$  МГц; а) – при  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц; б) – при  $f_{ВЫХ} = 9100$  МГц.

Цифрами на рисунке 3.10 обозначены 1 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ (а – при  $N_{2ОГ} = 310$ , б – при  $N_{2ОГ} = 910$ ); 2 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ (а – при  $N_{3ОС}/K_{ЦВС} = 310$ , б – при  $N_{3ОС}/K_{ЦВС} = 910$ ); 3 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ ( $n_{ГП} = 25$ ,  $N_{3ГП} = 1$ , а – при  $N_{2ГП} = 210$ , б – при  $N_{2ГП} = 810$ ), 4 – СПМ фазовых шумов ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС (а – при  $n_1 = 25$ ,  $N_2 = 1$ ,  $n = 1$ ; б – при  $n_1 = 25$ ,  $N_2 = 1$ ,  $N_3 = 2$ ,  $n = -2$ ).

В соответствии с рисунком 3.10, ГСЧ, использующий образы основной частоты ЦВС, имеет наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала за счет малого значения коэффициента деления в цепи обратной связи. При  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц выигрыш по уровню фазовых шумов перед ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки составляет 13 дБ на отстройке 10 Гц, 18 дБ на отстройке 100 Гц, 22 дБ на отстройке 1 кГц, 25 дБ на отстройке 10 кГц. При  $f_{ВЫХ} = 9100$  МГц выигрыш по уровню фазовых шумов перед ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки составляет 6 дБ на отстройке 10 Гц, 20 дБ на отстройке 100 Гц, 26 дБ на отстройке 1 кГц, 37 дБ на отстройке 10 кГц.

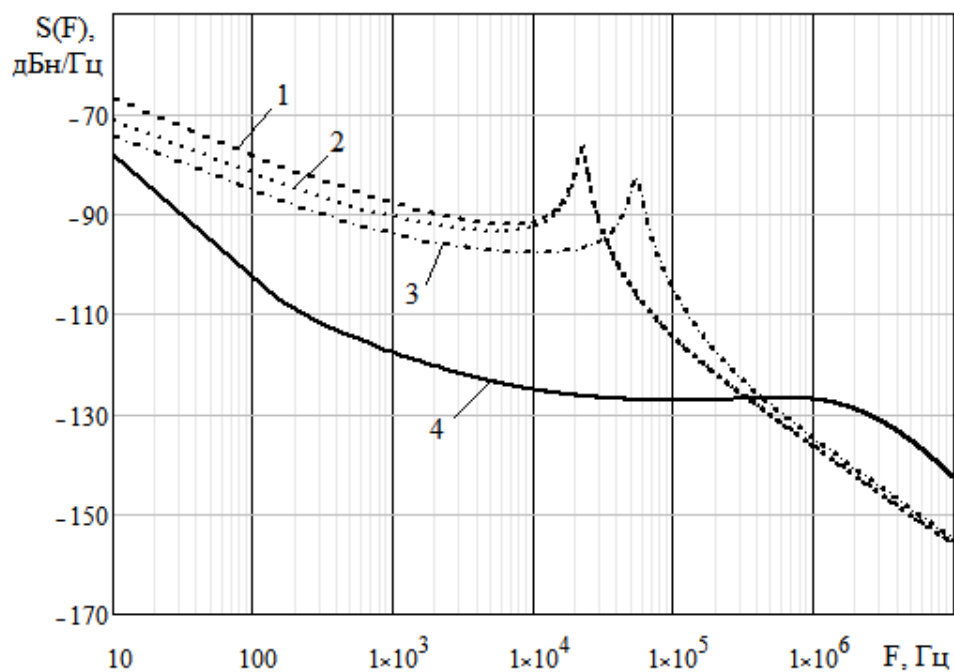
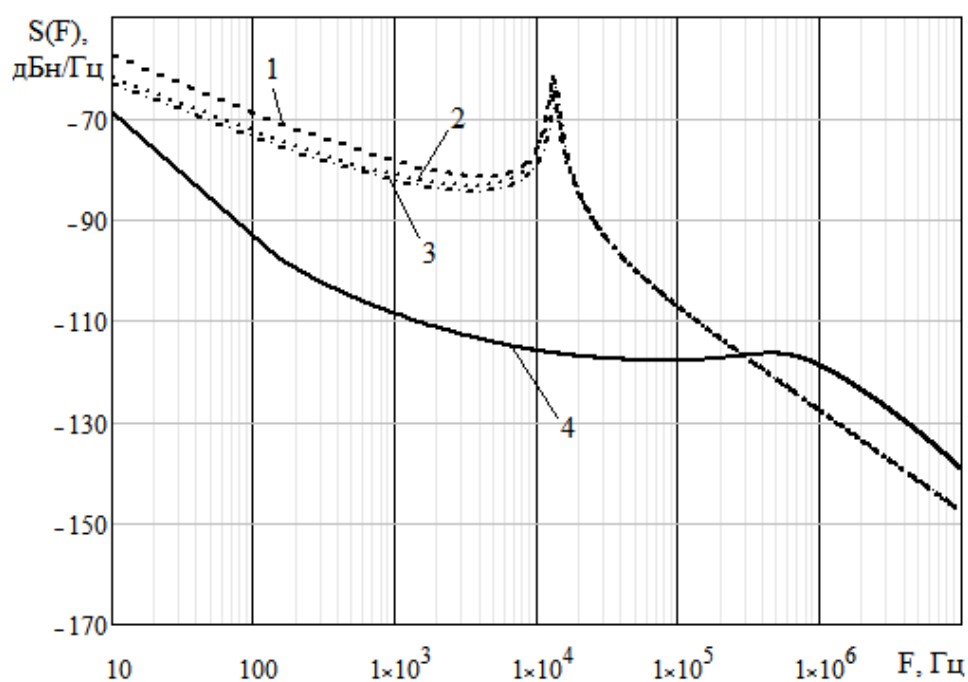
а) при  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГцб) при  $f_{ВЫХ} = 9100$  МГц

Рисунок 3.10 – Сравнение СПМ фазовых шумов гибридных синтезаторов частот (1 – ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ, 2 – ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ, 3 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ, 4 – СПМ фазовых шумов ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС)

На рисунке 3.11 представлены шумовых характеристики гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС при  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц;  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц;  $f_{СР} = 10$  МГц; для различных вариантов комбинаций параметров из таблицы 3.1.

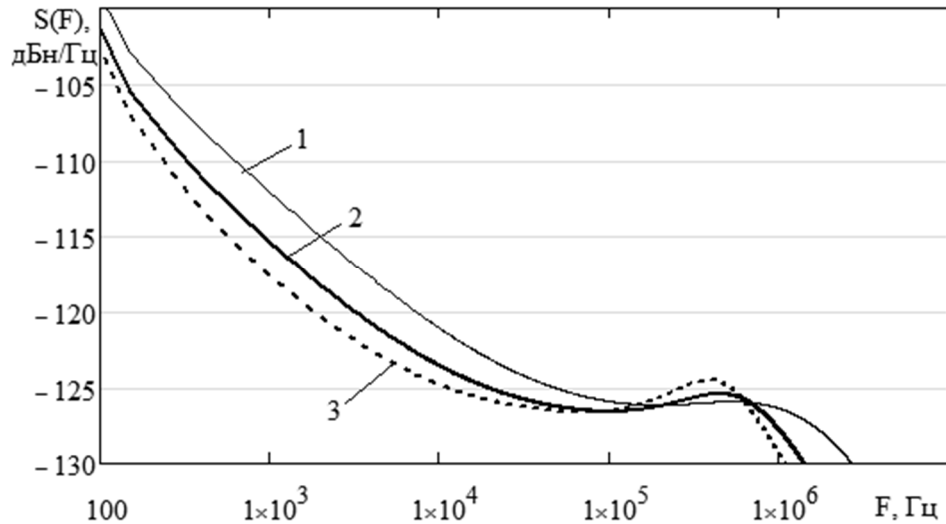


Рисунок 3.11 – СПМ фазовых шумов ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС (1 – при  $n_1 = 11$ ,  $N_2 = 1$ ,  $n = -3$ ; 2 – при  $n_1 = 17$ ,  $N_2 = 2$ ,  $n = -2$ ; 3 – при  $n_1 = 25$ ,  $N_2 = 1$ ,  $n = 1$ )

Как видно, ГСЧ, использующий образы основной частоты ЦВС, обеспечивает наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала не обязательно при единичном коэффициенте деления в цепи обратной связи. Кривые 2 и 3 показывают примерно одинаковый уровень фазовых шумов для коэффициентов деления  $N_2 = 2$  и  $N_2 = 3$ . В соответствии с (3.16), уровень фазовых шумов определяется комбинацией параметров гибридного синтезатора: номер используемого образа  $n$ , коэффициент умножения  $n_1$ , коэффициент передачи ЦВС  $K_{ЦВС}$ . Поэтому представляется целесообразным разработать алгоритм, позволяющий из всех полученных при частотном планировании комбинаций параметров ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, выбирать ту комбинацию, при которой гибридный синтезатор обеспечит наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала.

### 3.3. Определение параметров гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала

Определение параметров гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС, при установке которых обеспечивается наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала, производится с помощью разработанной математической модели шумовых характеристик. Алгоритм определения сводится к расчету и сравнению значений СПМ фазовых шумов по (3.21) при всех возможных комбинациях параметров ГСЧ, обеспечивающих формирование заданных частот. Математическая модель СПМ фазовых шумов (3.21) фиксированном значении  $F$  зависит от переменных  $n$ ,  $N_2$ ,  $n_1$ ,  $K_{ЦВС}$

$$S_{GC}(n, N_2, n_1, K_{ЦВС}) = \left[ a + \frac{I}{N_2^2} \cdot (b \cdot |n + K_{ЦВС}|^2 + S_{ЦВСобр}(n, n_1, K_{ЦВС}) + c) \right] \times \\ \times |H_{31}(N_2)|^2 + d \cdot |H_{32}(N_2)|^2, \quad (3.22)$$

где  $a = \frac{S_{ГОЧ}}{N_1^2} + S_{дч1} + S_{ФД} + S_{ФНЧ} + S_{дч2} + S_{дч3} = const$ ;

$b = S_{ГОЧ} = const$ ;  $c = S_{ПФ} + S_{У} = const$ .

Алгоритм определения параметров ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, для получения наименьших фазовых шумов выходного сигнала, имеет вид.

*Шаг 1. Ввод набора параметров ГСЧ, обеспечивающих формирование заданной выходной частоты.*

Задается набор параметров  $Par$  гибридного синтезатора, получившихся в результате выполнения алгоритма в п. 3.2.1.

$$Par = \begin{bmatrix} (N_2)_1 & (N_2)_2 & \dots & (N_2)_i \\ (n_1)_1 & (n_1)_2 & \dots & (n_1)_i \\ (n)_1 & (n)_2 & \dots & (n)_i \\ (K_{ЦВС})_1 & (K_{ЦВС})_2 & \dots & (K_{ЦВС})_i \end{bmatrix}$$

*Шаг 2. Подпрограмма расчета значений СПМ фазовых шумов на заданных отстройках  $F$  от несущей.*

На данном этапе параметры  $(N_{2i}, n_i, n_{1i}, K_{ЦВСi})$  поочередно подставляются в (3.17), и рассчитываются значения СПМ фазовых шумов для заданных значений отстроек от несущей  $(F_1, F_2, \dots, F_j)$ . Полученные результаты записываются в двумерный массив данных СГС:

$$СГС = \begin{bmatrix} СГС_{11} & СГС_{12} & СГС_{13} & \dots & СГС_{1i} \\ СГС_{21} & СГС_{22} & СГС_{23} & \dots & СГС_{2i} \\ СГС_{31} & СГС_{32} & СГС_{33} & \dots & СГС_{3i} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ СГС_{j1} & СГС_{j2} & СГС_{j3} & \dots & СГС_{ji} \end{bmatrix}$$

*Шаг 3. Подпрограмма сравнения и выбора вариантов, при которых обеспечивается наименьший уровень фазовых шумов.*

На данном этапе в полученном массиве СГС происходит сравнение значений по столбцам. В случае, когда все значения одного столбца больше всех значений другого столбца, столбец с большими значениями отсеивается. В результате остается столбец, с наименьшими значениями СПМ фазовых шумов, либо несколько столбцов, в которых значения при одних отстройках больше, чем значения на аналогичных отстройках, а при других меньше.

*Шаг 4. Подпрограмма выбора параметров.*

На данном этапе необходимо решить, какой набор параметров обеспечивает наименьший уровень фазовых шумов, то есть из оставшихся столбцов выбрать один по определенному критерию. Данный критерий зависит от области применения гибридного синтезатора. Для одних применений критичным является уровень фазовых шумов на ближних отстройках, для других – на дальних. Поэтому выбор критерия на данном этапе определяется пользователем.

**Пример расчета.** В результате выполнения алгоритма частотного планирования (пример из 3.1.1.) для формирования гибридным синтезатором частот, использующим образы основной частоты ЦВС, сигнала с частотой  $f_{ВЫХ} = 3100$  МГц (при  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц,  $f_{СР} = 10$  МГц,  $f_{ЦВСmax} = 2500$  МГц,  $n_{max} = 3$ ,  $K_{ЦВС} \in [0,15; 0,35]$ ), были получены 845 комбинаций целочисленных значений

коэффициента деления  $N_2$  и коэффициента умножения  $n_1$  для образов с номерами,  $n = -3 \dots 3$  при ограничении коэффициента передачи ЦВС. Рассмотрим выполнение алгоритма определения оптимальных параметров для минимизации уровня фазовых шумов при  $F_1 = 10$  Гц,  $F_2 = 1$  кГц,  $F_3 = 1$  МГц.

На первом шаге были заданы комбинации параметров гибридного синтезатора. На втором шаге по (3.17) были определены значения СПМ фазовых шумов для исходных параметров гибридного синтезатора при заданных отстройках. Значения сведены в таблицу 3.4.

Таблица 3.4. Комбинации параметров и соответствующие им значения СПМ фазовых шумов

№	Значения исходных параметров синтезатора				Значения СПМ фазовых шумов, дБн/Гц (при $F_1 = 10$ Гц)	Значения СПМ фазовых шумов, дБн/Гц (при $F_2 = 1$ кГц)	Значения СПМ фазовых шумов, дБн/Гц (при $F_3 = 1$ МГц)
	$n_1$	$N_2$	$n$	$K_{ЦВС}$			
1	1	277	3	0,3000	-61,2043	-81,2744	-137,0992
2	1	278	3	0,2000	-61,1754	-81,2444	-137,0994
3	1	282	-3	0,2000	-61,0539	-81,1216	-137,0998
.....							
11	1	302	-1	0,2000	-60,4655	-80,5295	-137,1015
12	1	303	-1	0,3000	-60,4368	-80,5008	-137,1016
.....							
775	25	2	1	0,2320	-77,9678	-116,4375	-130,0148
776	25	3	1	0,2280	-77,9829	-115,6308	-132,5512
777	25	4	1	0,2240	-77,9926	-114,6948	-133,9578
778	25	5	1	0,2200	-77,9968	-113,7219	-134,7901
779	25	6	1	0,2160	-77,9955	-112,7652	-135,3180
.....							
844	25	146	-1	0,3440	-66,6863	-86,8457	-137,0830
845	25	147	-1	0,3480	-66,6293	-86,7864	-137,0832

На третьем шаге определяется набор параметров, который обеспечивает формирование гибридным синтезатором сигнала с заданной частотой с наименьшим значением СПМ фазовых шумов для каждого заданного значения отстройки от несущей. Наборы параметров представлены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Набор параметров ГСЧ, определяющих наименьший уровень СПМ фазовых шумов для заданных отстроек

№	Заданные значения отстройки $F$	Значения исходных параметров синтезатора				Значения СПМ фазовых шумов, дБн/Гц
		$n_1$	$N_2$	$n$	$K_{ЦВС}$	
1	10 Гц	25	5	1	0,2200	-77,9968
2	1 кГц	25	1	1	0,2360	-116,9860
3	1 МГц	1	303	-1	0,3000	-137,1016

На четвертом шаге необходимо по критерию, заданному пользователем, выбрать наиболее приемлемые параметры. Для наглядности построим по (3.21) шумовые характеристики для параметров из таблицы 3.5 (рисунок 3.12).

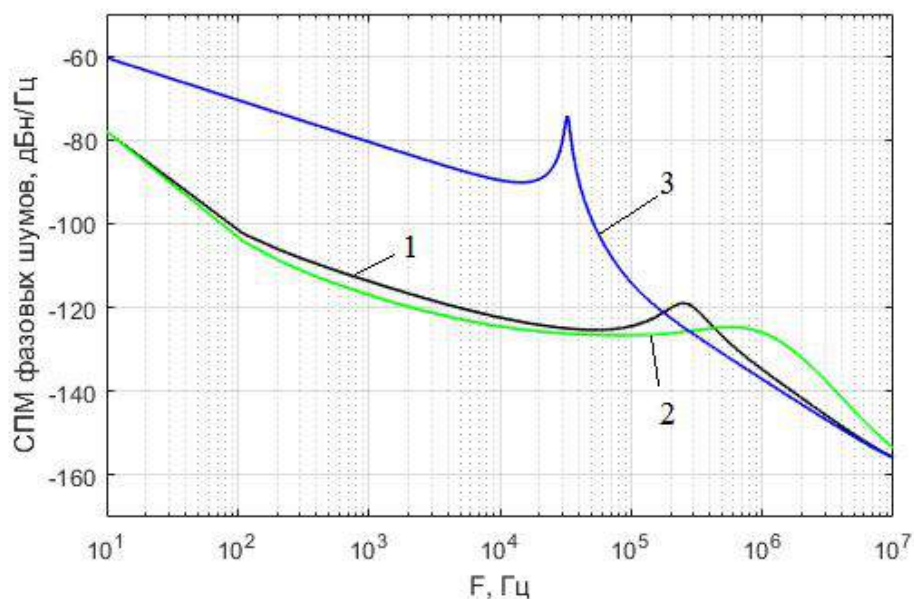


Рисунок 3.12 – СПМ фазовых шумов ГСЧ для параметров из таблицы 3.5 (обозначения соответствуют номерам строк в таблице 3.5)



В соответствии с рисунком 3.12, наименьший уровень СПМ фазовых шумов на отстройках вблизи несущей гибридный синтезатор, использующий образы основной частоты ЦВС, обеспечивает при параметрах  $n_1 = 25$ ,  $N_2 = 1$ ,  $n = 1$ ,  $K_{ЦВС} = 0,2360$ .

### 3.4. Экспериментальное исследование гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС

Для подтверждения разработанной математической модели СПМ фазовых шумов ГСЧ было проведено экспериментальное исследование [137–139] шумовых характеристик гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС, реализованного на экспериментальном стенде, описанном в 2.3. Структурная схема установки представлена на рисунке 3.12.

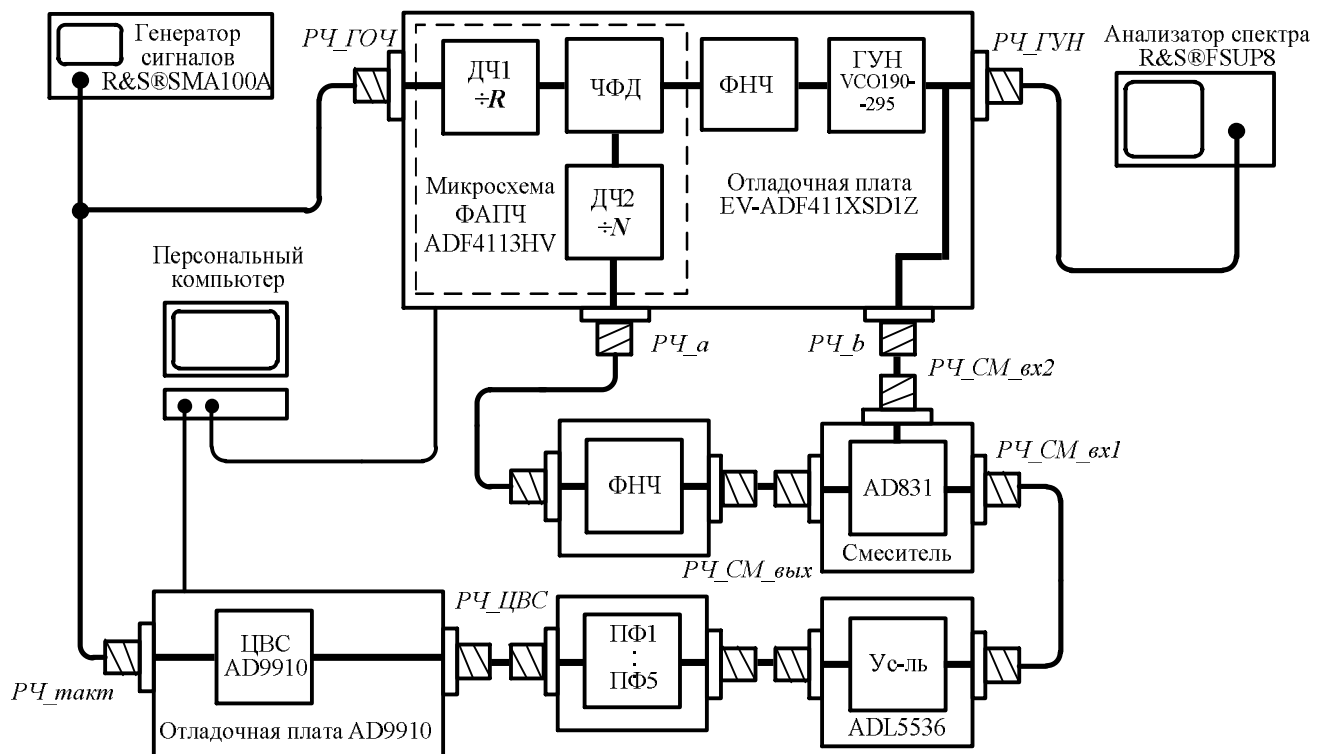


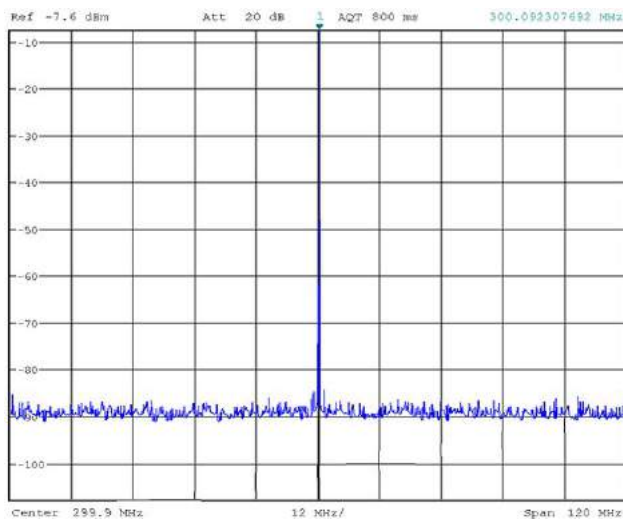
Рисунок 3.12 – Схема установки для исследования спектральных и шумовых характеристик гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС

Для исследования был разработан гибридный синтезатор со следующими параметрами: частота ГОЧ (тактовая частота)  $f_{ГОЧ} = f_T = 100$  МГц, выходная частота ГСЧ  $f_{ВЫХ} = 300$  МГц, частота сравнения в ФД  $f_{СР} = 1$  МГц. Исследования проводились для нескольких номеров образов (таблица 3.6).

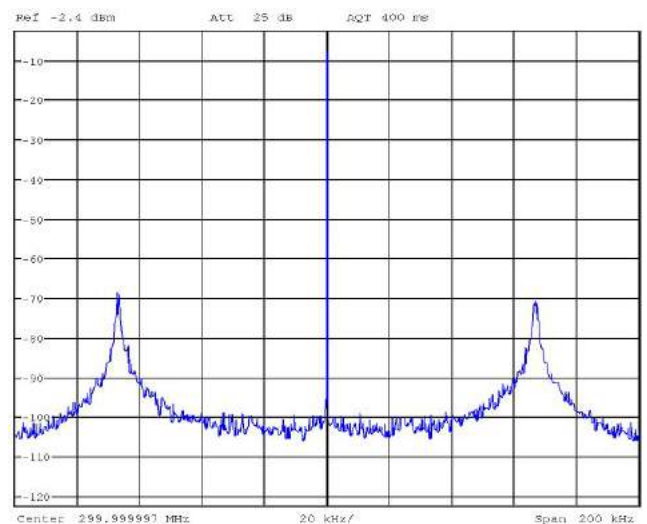
Таблица 3.6 – Параметры разработанного гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС

$f_{ВЫХ}$ , МГц	$f_{ГОЧ} = f_T$ , МГц	$K_{ЦВС}$	$R$	$n$	$f_{ОБР}$ , МГц	$N$
300	100	0,25	100	-1	75	225
				1	125	175
				-2	175	125
				2	225	75
				-3	275	25

В качестве петлевого ФНЧ использовался пропорционально-интегрирующий фильтр 2-го порядка с частотой среза  $f_{ФНЧ} = 100$  кГц. На рисунке 3.9 представлены спектры выходного сигнала ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, реализованного на экспериментальной установке, а) – в широком диапазоне (120 МГц), б) – в узком диапазоне (200 кГц).



а) диапазон 120 МГц

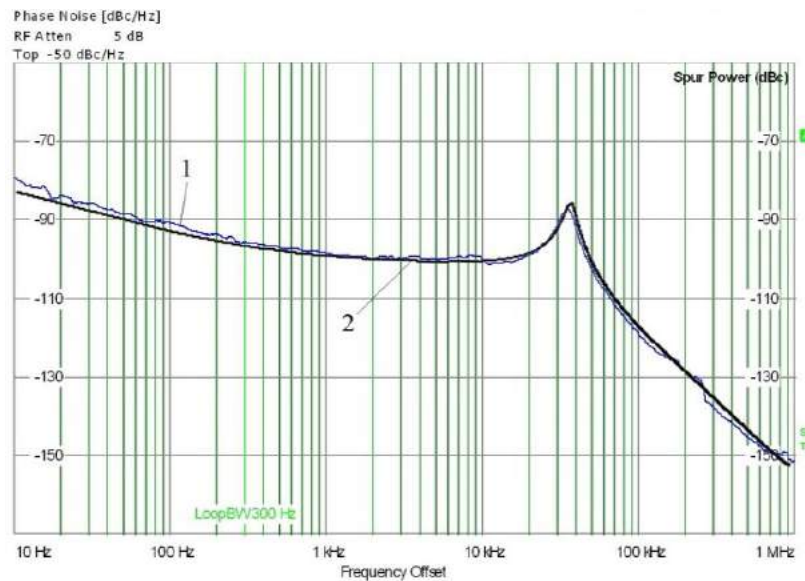


б) диапазон 200 кГц

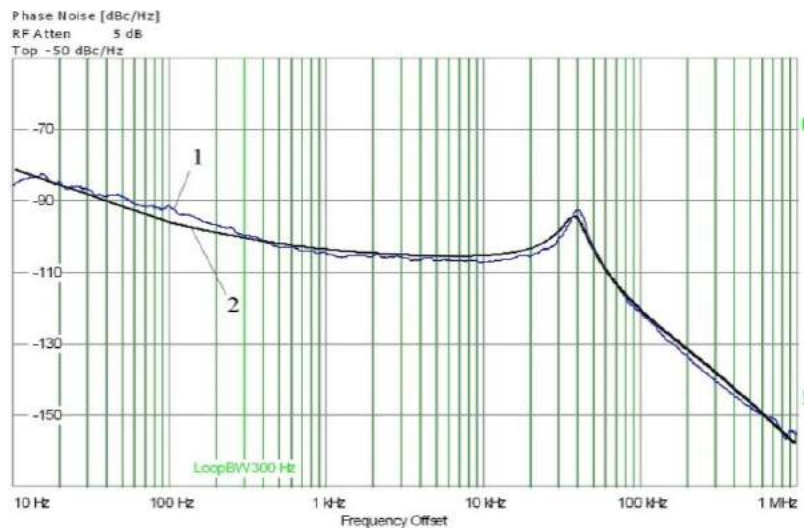
Рисунок 3.13 – Спектры выходного сигнала ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС

По рисунку 3.13 видно, что на отстройках до 70 кГц от несущей возрастает шумовой пьедестал, что соответствует полосе захвата системы ФАПЧ. Уровень и форма всплесков шумов по краям шумового пьедестала зависит от типа и параметров петлевого ФНЧ.

На рисунках 3.14, 3.15 представлены результаты сравнения СПМ фазовых шумов ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, полученных в ходе эксперимента с результатами моделирования по (3.21).



а) при  $n = -1$



б) при  $n = 1$

Рисунок 3.14 – СПМ фазовых шумов ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС (1 – эксперимент, 2 – моделирование)

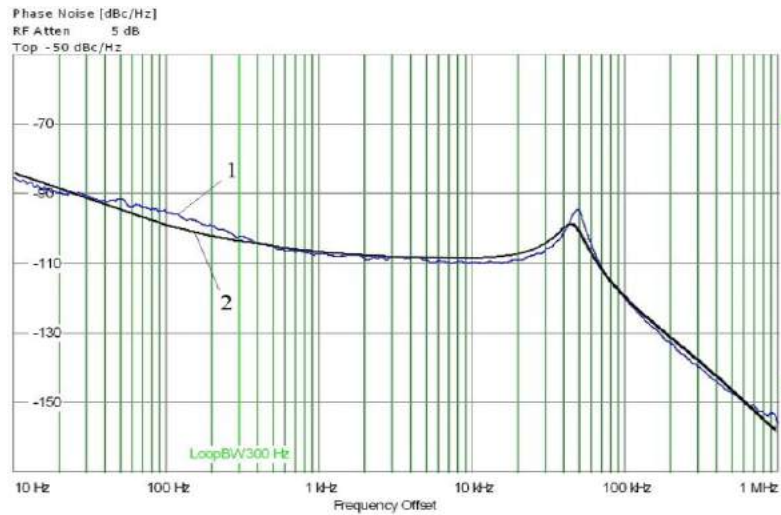
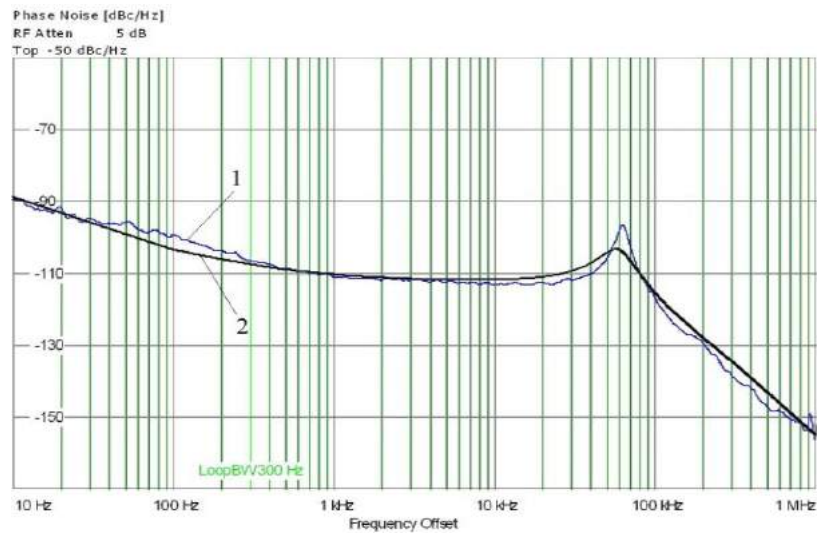
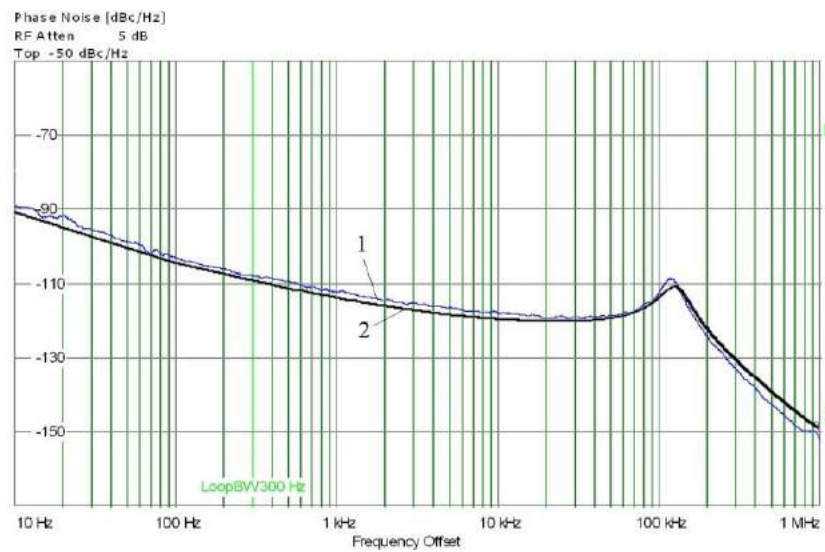
а) при  $n = -2$ б) при  $n = 2$ в) при  $n = -3$ 

Рисунок 3.15 – СПМ фазовых шумов ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС (1 – эксперимент, 2 – моделирование)

Как видно из рисунков 3.14 и 3.15, математическая модель шумовых характеристик разработанного гибридного синтезатора с точностью до 4 дБ совпадает с экспериментальными характеристиками, что позволяет ее использовать для моделирования и исследования шумовых характеристик ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС.

На рисунке 3.16 представлены результаты сравнения СПМ фазовых шумов реализованных на экспериментальном стенде гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ (п. 2.3) и гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС для одинаковых частот.

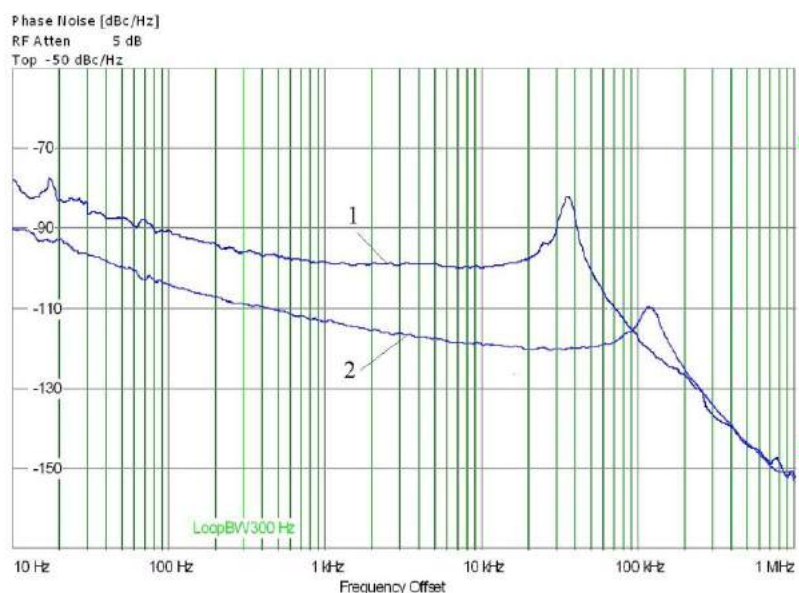


Рисунок 3.16 – Сравнение экспериментальных шумовых характеристик:  
1 – ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки; 2 – ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, при  $n = -3$

В соответствии с рисунком 3.16 применение образов основной частоты ЦВС ( $n = -3$ ) в гибридном синтезаторе частот позволяет за счет обеспечения малого значения коэффициента деления в цепи обратной связи ( $N_2 = 25$ ) добиться существенного выигрыша по уровню фазовых шумов перед ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ (12 дБ на частоте отстройки 10 Гц, 14 дБ на частоте отстройки 100 Гц, 16 дБ на частоте отстройки 1 кГц, 20 дБ на частоте отстройки 10 кГц, 27 дБ на частоте отстройки 30 кГц).

### 3.5. Выводы

1. Доказана возможность применения образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов в гибридных синтезаторах частот для снижения уровня фазовых шумов выходного сигнала. Разработана обобщенная схема гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора.

2. Разработан алгоритм частотного планирования гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, позволяющий определить все возможные комбинации параметров синтезатора для формирования сигнала с одной частотой или с диапазоном частот.

3. Разработана математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, позволяющая провести моделирование шумовых характеристик

4. Предложен алгоритм определения параметров гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала.

5. Разработан экспериментальный образец гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора. Проведенное экспериментальное исследование фазовых шумов выходного сигнала показало, что разработанный образец имеет уровень фазовых шумов на 20–27 дБ меньше по сравнению с гибридным синтезатором частот с цифровым вычислительным синтезатором в качестве генератора подставки.

6. Результаты сравнения экспериментально полученных шумовых характеристик разработанного образца с результатами моделирования показали, что разработанная математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов позволяет с точностью до 4 дБ провести моделирование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора.

## **ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ И СИНТЕЗ СОВРЕМЕННЫХ ГЕТЕРОДИНОВ НА ИХ ОСНОВЕ**

В данной главе приведены результаты разработки программного комплекса, позволяющего провести частотное планирование и структурное проектирование гибридных синтезаторов частот, провести моделирование и сравнение их шумовых характеристик. Проведено исследование возможности применения гибридных синтезаторов частот, использующих образы основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов, в качестве малозумящих гетеродинов современных радиосистем.

### **4.1. Разработка программного комплекса для проектирования гибридных синтезаторов частот и моделирования их шумовых характеристик**

Разработанные во второй и третьей главах математические модели шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот, а также алгоритмы частотного планирования и выбора параметров, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала гибридных синтезаторов частот, требуют проведения определенного количества вычислений. Существенно ускорить данный процесс позволяет использование ЭВМ. Таким образом, задача разработки программного средства, использующего разработанные алгоритмы, для автоматизации проектирования гибридных синтезаторов частот и моделирования их шумовых характеристик представляется актуальной.

На рисунке 4.1. представлена структурная схема разработанного программного комплекса.

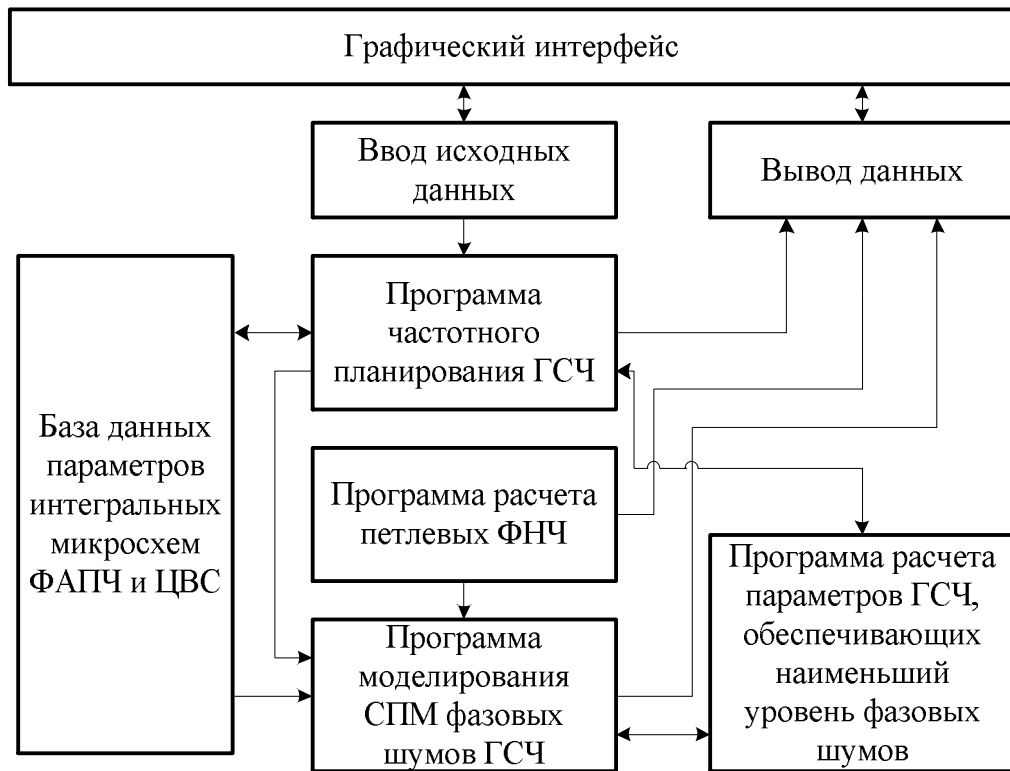


Рисунок 4.1 – Структурная схема программного комплекса для проектирования для гибридных синтезаторов частот и моделирования их шумовых характеристик

Программный комплекс состоит из следующих программ [141, 142]:

- программа частотного планирования ГСЧ;
- программа расчета петлевых ФНЧ;
- программа моделирования СПМ фазовых шумов ГСЧ;
- программа определения параметров ГСЧ, при которых достигается минимальный уровень фазовых шумов выходного сигнала.

Кроме указанных программ, в состав комплекса входит база данных параметров современных интегральных микросхем ФАПЧ и ЦВС и математических моделей их шумовых характеристик, которую можно дополнять новыми данными. Графический интерфейс, представленный на рисунке 4.2, обеспечивает связь между пользователем и программным комплексом. Окно графического интерфейса содержит:

- 1 – область ввода исходных данных;



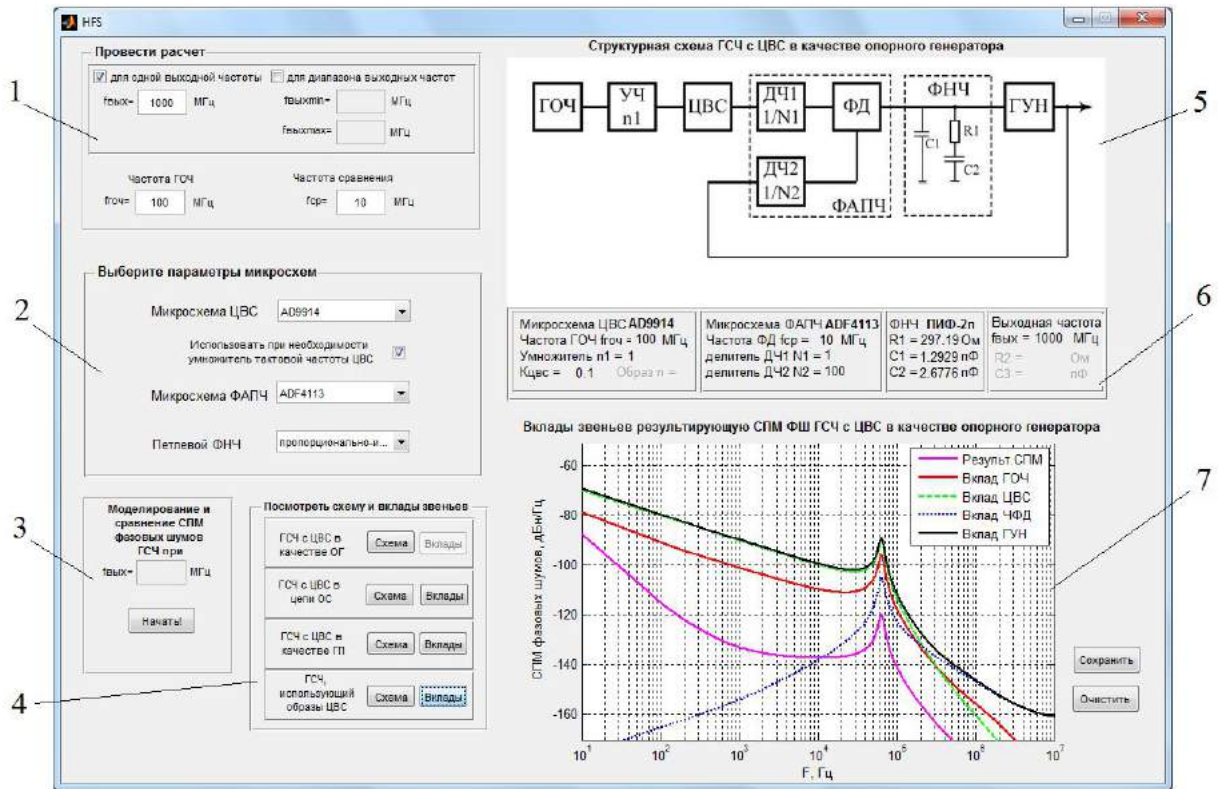


Рисунок 4.2 – Графический интерфейс программного комплекса

2 – инструменты выбора интегральных микросхем ЦВС, ФАПЧ и типа петлевого ФНЧ;

3 – окно ввода значения выходной частоты для моделирования при введенном диапазоне выходных частот;

4 – инструменты выбора вида ГСЧ для визуализации схемы или вкладов звеньев в результирующую СПМ фазовых шумов;

5 – окно вывода структурной схемы выбранного ГСЧ;

6 – поле вывода параметров выбранного ГСЧ,

7 – окно вывода результатов математического моделирования СПМ фазовых шумов ГСЧ для сравнения шумовых характеристик различных синтезаторов или исследования вкладов звеньев в результирующую СПМ фазовых шумов выбранного ГСЧ.

Исходными значениями для расчетов являются:

- частота выходного сигнала ГСЧ  $f_{ВЫХ}$  (либо диапазон выходных частот ГСЧ  $f_{ВЫХmin} \dots f_{ВЫХmax}$ );

- частота входного/опорного сигнала (частота ГОЧ)  $f_{ГОЧ}$ ;
- частота сравнения в ФД  $f_{СР}$ .

Если пользователю требуется провести расчет частотного плана ГСЧ для диапазона выходных частот, он должен ввести значение выходной частоты ГСЧ, принадлежащее диапазону, для которого будет произведено моделирование шумовых характеристик.

Программный комплекс предоставляет пользователю возможность выбрать современные интегральные микросхемы ЦВС и ФАПЧ, параметры которых будут использоваться при моделировании. При выборе микросхемы ЦВС в рабочую память программы частотного планирования из банка данных загружается значение максимально допустимой тактовой частоты  $f_{Tmax}$ , значение разрядности накопителя кода фазы  $N_{НКФ}$ . При моделировании шумовых характеристик в рабочую память программы загружаются: значение амплитуды выходного сигнала  $A$ , количество разрядов ЦАП  $N_{ЦАП}$ , значения коэффициентов аппроксимации модели СПМ фазовых шумов выбранной микросхемы. При выборе микросхемы ФАПЧ в рабочую память программы частотного планирования из банка данных загружается значение максимально допустимой частоты сравнения  $f_{СРmax}$ ; в рабочую память программы моделирования фазовых шумов значения коэффициентов аппроксимации моделей СПМ фазовых шумов ЧФД, делителей частоты, данной микросхемы. Кроме того, пользователь может выбрать разные типы фазовых дискриминаторов.

Программный комплекс поддерживает расчет шумовых характеристик для нескольких типов петлевых ФНЧ: пропорционально-интегрирующие фильтры первого, второго и третьего порядков и другие. При выборе типа фильтра в рабочую память программы расчета петлевых ФНЧ загружается значение частоты сравнения, а также используются формулы расчета номиналов элементов и передаточной функции.

После ввода исходных данных и выбора микросхем и типа петлевого ФНЧ при нажатии кнопки «Начать!» (в окне 3 на рисунке 4.2) программа частотного планирования с учетом параметров выбранных микросхем начинает проводить по

формулам, приведенным в п. 1.2 для каждого гибридного синтезатора, расчет коэффициентов деления и умножения. Для гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты, по алгоритмам частотного планирования из п. 3.2., проводится расчет всех возможных комбинаций коэффициентов умножения и деления, а также номеров образов.

Программа расчета петлевых ФНЧ рассчитывает частоту среза ФНЧ

$$f_{\text{срФНЧ}} = \frac{f_{\text{ср}}}{2 \cdot 10^{\frac{\gamma}{20}}},$$

где  $\gamma$  – запас ЛАЧХ по амплитуде в дБ (по умолчанию  $\gamma = 14$ , тогда выполняется рекомендация разработчиков интегральных микросхем ФАПЧ:  $10f_{\text{срФНЧ}} \approx f_{\text{ср}}$ ). Затем производится расчет номиналов элементов и передаточной функции выбранного петлевого ФНЧ.

Программа моделирования СПМ фазовых шумов по математическим моделям шумовых характеристик, разработанным во второй и третьей главах, проводит моделирование СПМ фазовых шумов гибридных синтезаторов частот. При этом программа минимизации уровня фазовых шумов определяет параметры, при которых гибридные синтезаторы частот обеспечивают наименьший уровень фазовых шумов. Результаты моделирования и сравнения выводятся на экран, затем их можно сохранить в различных форматах векторной или растровой графики. На рисунках 4.3–4.5 представлены результаты моделирования и сравнения с помощью программного комплекса СПМ фазовых шумов различных ГСЧ при использовании разных микросхем ЦВС и типов ФНЧ для значений частот  $f_{\text{ГОЧ}} = 100$  МГц,  $f_{\text{ГУН}} = 1000$  МГц,  $f_{\text{ср}} = 10$  МГц.

При нажатии кнопок «Схема» выводится схема выбранного гибридного синтезатора частот, а также результаты частотного планирования и расчета номиналов петлевого ФНЧ. При нажатии кнопок «Вклады» на экран выводятся результаты моделирования вкладов звеньев в результирующий уровень СПМ фазовых шумов выбранных ГСЧ (формулы представлены в таблицах 2.1–2.3, 3.1).

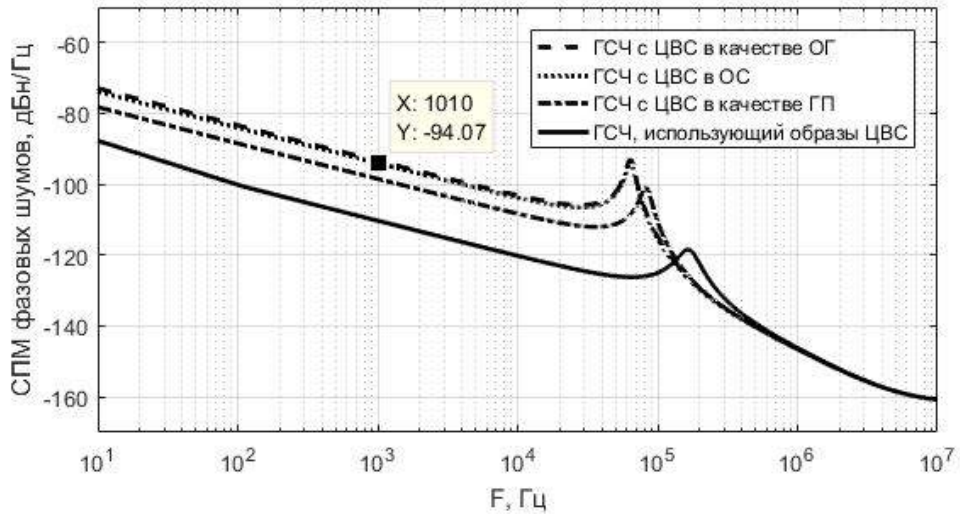


Рисунок 4.3 – СПМ фазовых шумов ГСЧ (ЦВС – AD9910, ФАПЧ – ADF4118, пропорционально-интегрирующий фильтр 2-го порядка)

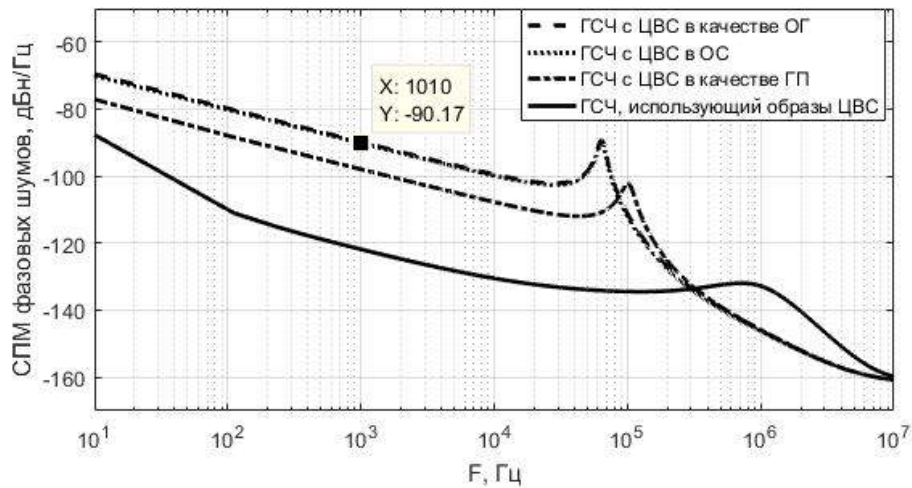


Рисунок 4.4 – СПМ фазовых шумов ГСЧ (ЦВС – AD9914, ФАПЧ – ADF4113, пропорционально-интегрирующий фильтр 2-го порядка)

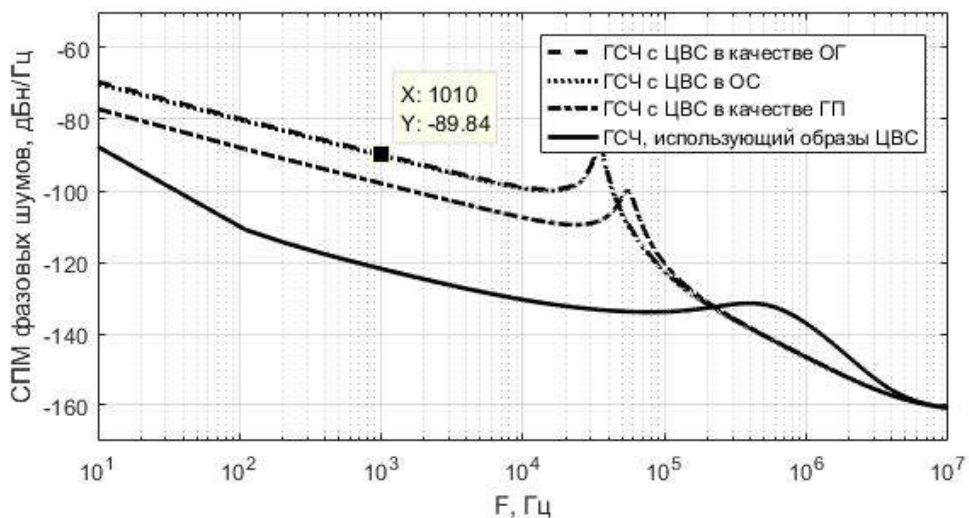


Рисунок 4.5 – СПМ фазовых шумов ГСЧ (ЦВС – AD9914, ФАПЧ – ADF4113, пропорционально-интегрирующий фильтр 3-го порядка)

На рисунках 4.6–4.9 представлены результаты структурного проектирования и частотного планирования гибридных синтезаторов частот для значений частот  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц,  $f_{ГУН} = 1000$  МГц,  $f_{СР} = 10$  МГц, при выбранных микросхемах: ЦВС – AD9914, ФАПЧ – ADF4113, тип ФНЧ – пропорционально-интегрирующий второго порядка.

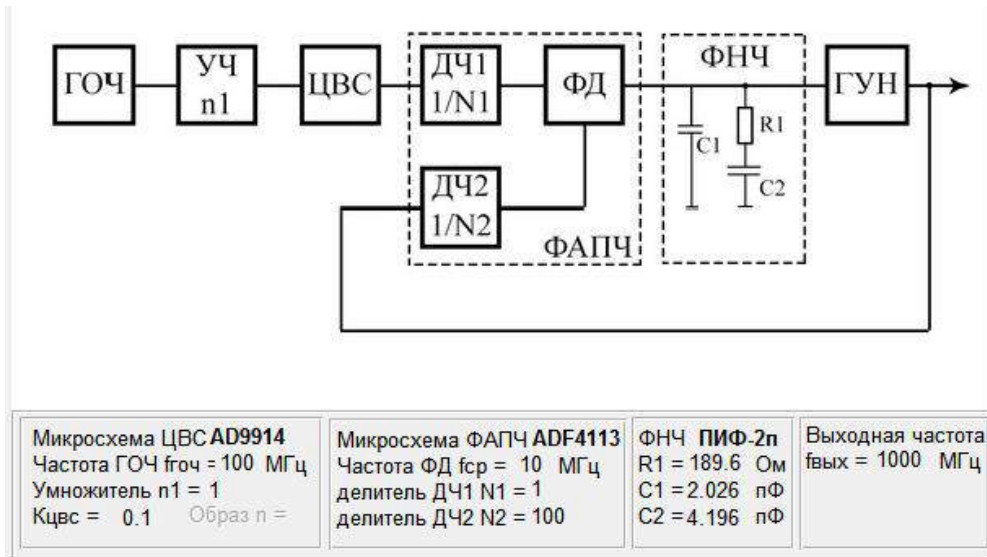


Рисунок 4.6 – Схема и результат частотного планирования ГСЧ с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ

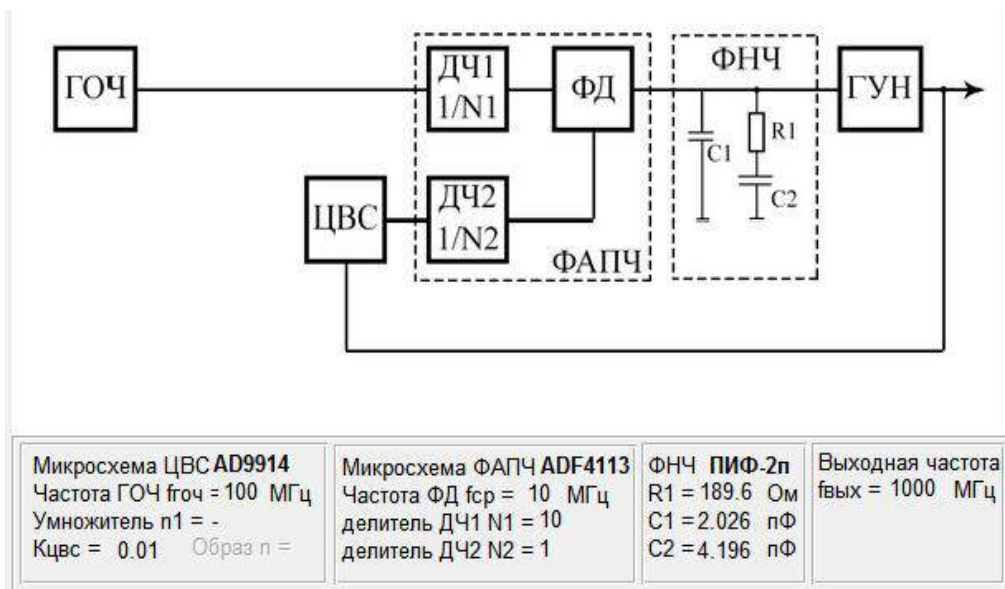


Рисунок 4.7 – Схема и результат частотного планирования ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ



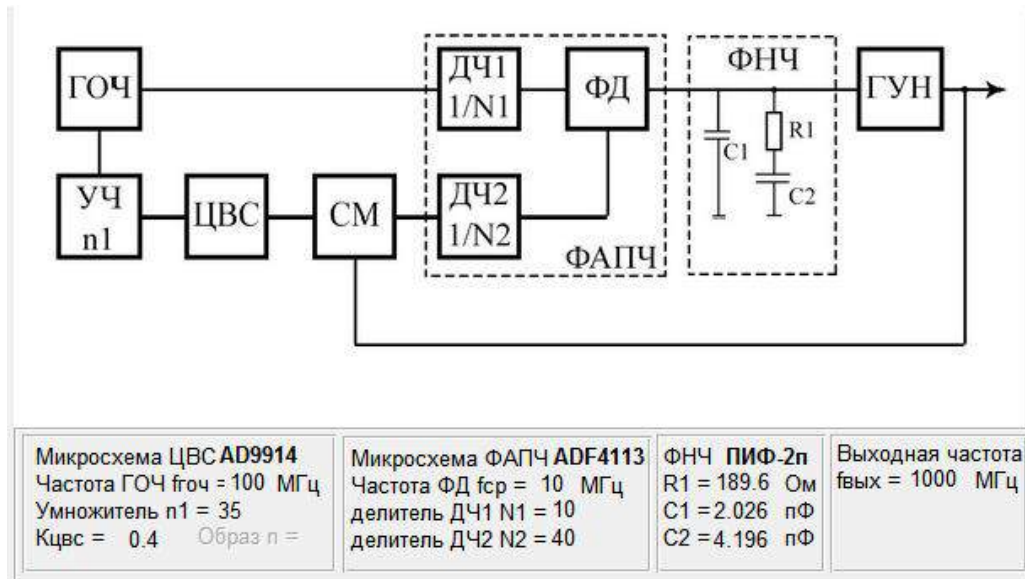


Рисунок 4.8 – Схема и результат частотного планирования ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ

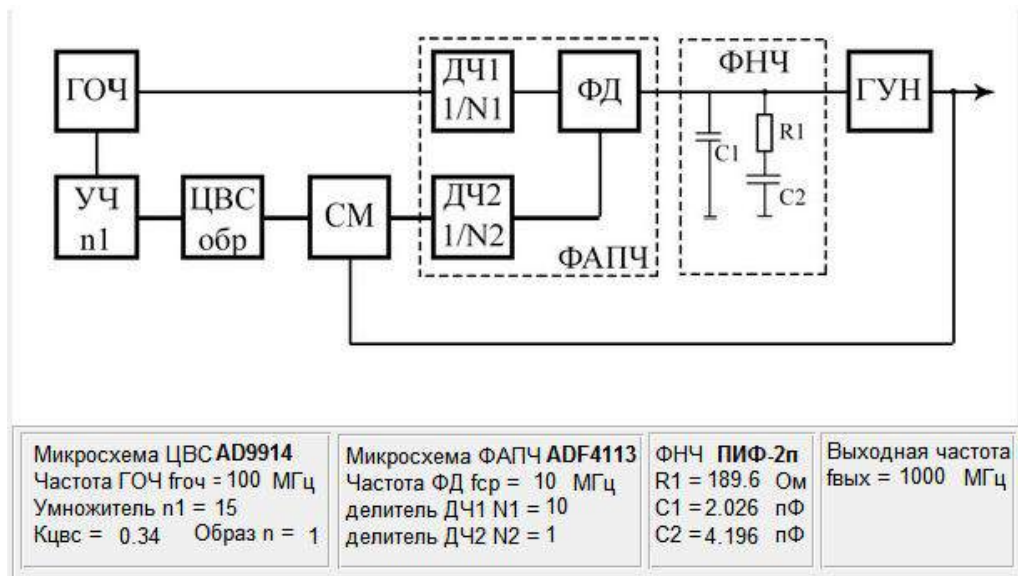


Рисунок 4.9 – Схема и результат частотного планирования ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС

Таким образом, применение программного комплекса позволяет существенно упростить частотное планирование и структурное проектирование формирователей сигналов на основе гибридных синтезаторов частот, а также провести сравнение и анализ шумовых характеристик.

#### **4.2. Применение гибридных синтезаторов частот, использующих образы основной частоты ЦВС, в качестве гетеродинов современных радиосистем**

Совокупность требований к характеристикам формирователя сигналов определяется целевым назначением радиосистемы. В большинстве случаев одновременное улучшение всех характеристик формирователя сигналов нерационально, так как оно приводит к удорожанию и/или усложнению. Тем не менее, современное состояние техники формирует некоторые требования к формирователям сигналов, которые на данном этапе однозначно можно признать стандартными. Это требования к энергоэффективности и массогабаритным показателям (возможность интегрального исполнения), требования к управлению (управление цифровым способом), требования к спектральной чистоте выходного сигнала (понижение уровня фазовых шумов и дискретных ПСС выходного сигнала формирователя зачастую является одним из способов улучшения характеристик радиосистемы).

Одно из применений ГСЧ на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза – в контрольно-измерительной аппаратуре. Супергетеродинные анализаторы спектра наиболее распространённой архитектуры содержат от двух до четырех гетеродинов: первый – широкодиапазонный, остальные – узкодиапазонные [143]. Самые строгие требования предъявляются к первому гетеродину. Помимо широкого диапазона выходных частот и малого шага перестройки (доли герца), гетеродин должен обеспечивать низкий уровень фазовых шумов. В [82] представлены требуемые значения СПМ фазовых шумов гетеродинов бюджетных анализаторов спектра и более дорогих, обеспечивающих сверхнизкий уровень фазовых шумов (таблица 4.1).

Известна схема ГСЧ (рисунок 4.10), используемого в качестве гетеродина отечественного анализатора спектра СК4-БЕЛАН 32 [82].

Таблица 4.1 – Требуемые значения СПМ фазовых шумов гетеродинов анализаторов спектра

Выходная частота $f_{ВЫХ}$	Уровень СПМ фазовых шумов, дБн/Гц			
	Отстройка 100 Гц	Отстройка 1 кГц	Отстройка 10 кГц	Отстройка 100 кГц
<i>Уровень СПМ фазовых шумов гетеродинов анализаторов спектра среднего класса</i>				
$f_{ВЫХ} = 4 \text{ ГГц}$	-90 ... -95	-110 ... -115	-118 ... -120	-120 ... -125
$f_{ВЫХ} = 10 \text{ ГГц}$	-85 ... -90	-105 ... -110	-110 ... -115	-118 ... -123
<i>Уровень СПМ фазовых шумов гетеродинов анализаторов спектра высокого класса</i>				
$f_{ВЫХ} = 4 \text{ ГГц}$	-95 ... -100	-120 ... -125	-128 ... -130	-130 ... -135
$f_{ВЫХ} = 10 \text{ ГГц}$	-90 ... -95	-115 ... -120	-120 ... -125	-128 ... -130

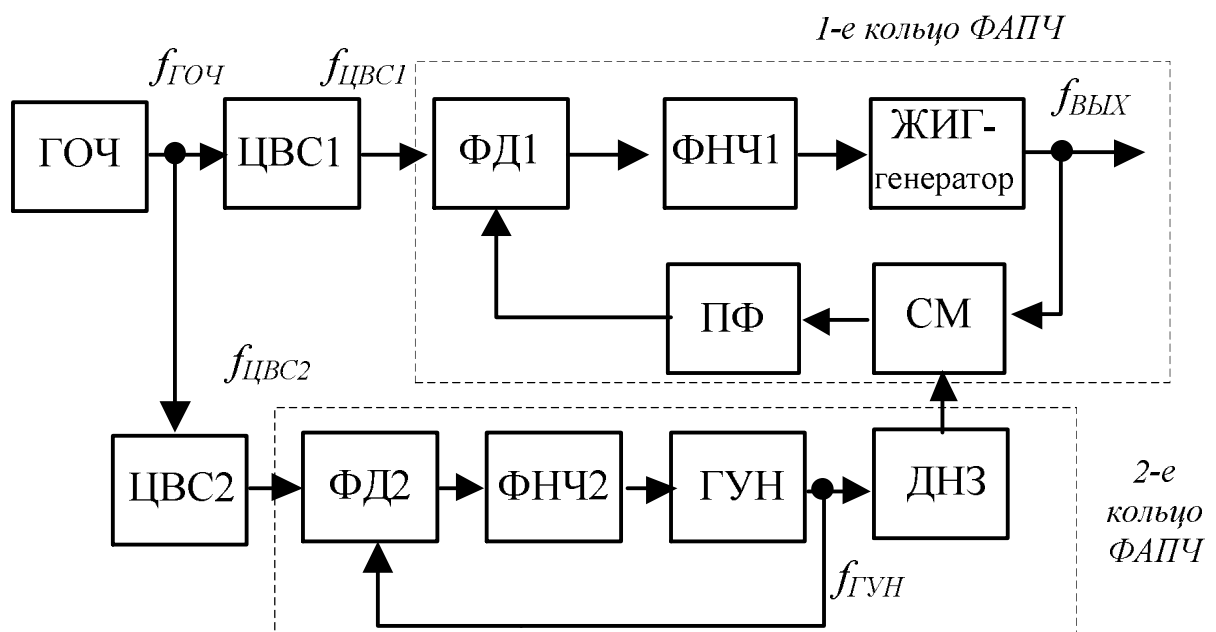


Рисунок 4.10 – Структурная схема первого гетеродина анализатора спектра СК4-БЕЛАН 32

Первый гетеродин анализатора спектра СК4-БЕЛАН 32 является гибридным синтезатором частот на основе двух цифровых вычислительных синтезаторов ЦВС1 и ЦВС2, тактируемых генератором опорной частоты ГОЧ, и двухкольцевой системы ФАПЧ. Выходной сигнал ЦВС1 подается на фазовый дискриминатор ФД1 первого кольца ФАПЧ, который формирует управляющий сигнал,



подстраиваемый через ФНЧ1 ЖИГ-генератор. Выходной сигнал ЖИГ-генератора с частотой  $f_{ВЫХ}$  подается через цепь обратной связи на смеситель (СМ). Полосовой фильтр (ПФ) выделяет разностную частоту, подающуюся на второй вход ФД1. ЦВС2 подключен ко второму кольцу ФАПЧ с единичным коэффициентом деления в цепи обратной связи, образованной фазовым детектором ФД2, петлевым ФНЧ2 и генератором, управляемым напряжением (ГУН). Выход ГУН подключен к генератору гармоник на диоде с накоплением заряда (ДНЗ), выходной сигнал которого представляет собой набор гармоник выходной частоты  $f_{ГУН}$  и является подставкой на второй вход смесителя.

Гетеродин формирует диапазон выходных частот от 4421,4 МГц до 7621,4 МГц. Мелкий шаг перестройки частоты обеспечивается ЦВС1 и ЦВС2, грубый шаг перестройки осуществляется за счет генератора гармоник. В качестве недостатков данной схемы следует отметить ее сложность, значительное время перестройки из-за наличия двух колец ФАПЧ. В [82] приведены результаты измерений шумовых характеристик гетеродина. Значения СПМ фазовых шумов первого гетеродина анализатора спектра СК-4 БЕЛАН 32 приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Значения СПМ фазовых шумов первых гетеродинов анализаторов спектра СК-4 БЕЛАН

	Значения СПМ фазовых шумов, дБн/Гц					
	Отстройка от несущей					
	10 Гц	100 Гц	1 кГц	10 кГц	100 кГц	1 МГц
<b>Первый гетеродин анализатора СК-4 БЕЛАН 32 (при <math>f_{ВЫХ} = 4521,4</math> МГц)</b>	-60	-89	-103	-115	-115	-126
<b>Первый гетеродин анализатора СК-4 БЕЛАН 240 (при <math>f_{ВЫХ} = 4021,4</math> МГц)</b>	-61	-99	-119	-129	-126	-149

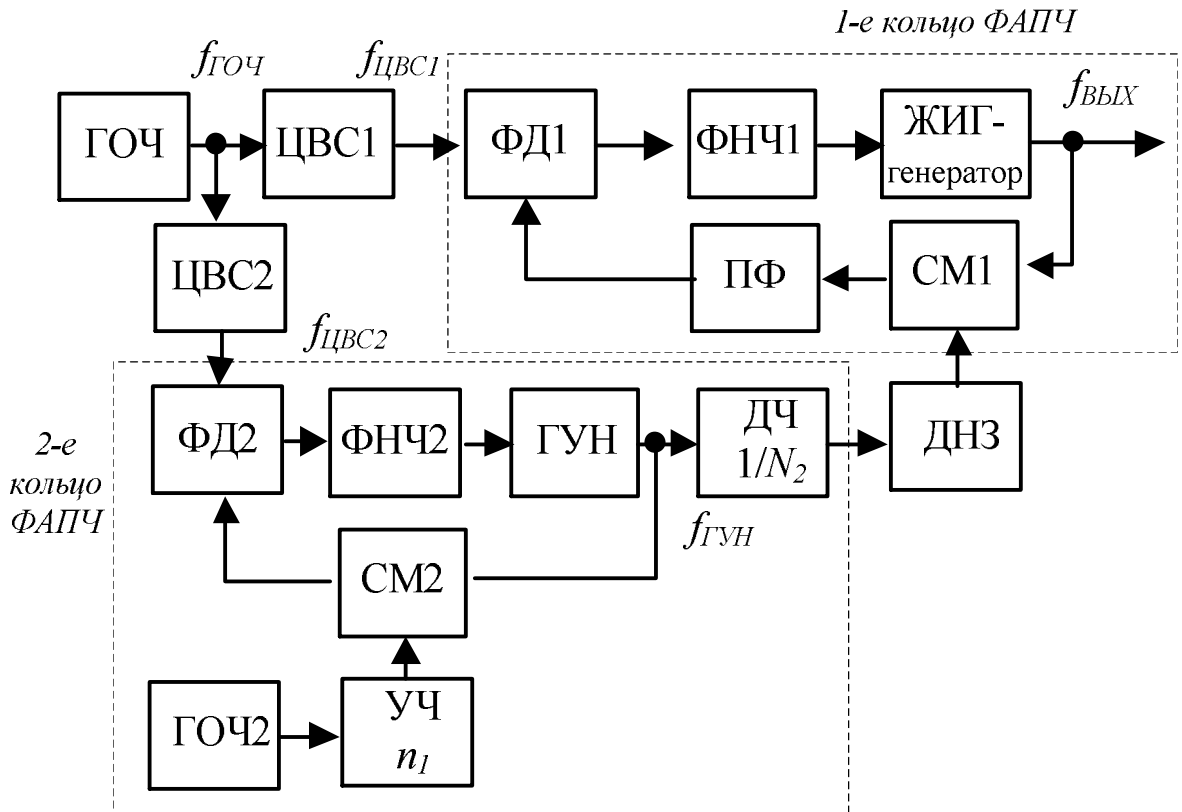


Рисунок 4.11 – Структурная схема первого гетеродина анализатора спектра СК4-БЕЛАН 240

По таблицам 4.1 и 4.2 можно сделать вывод, что гетеродин анализатора спектра СК-4 БЕЛАН 32 не полностью удовлетворяет требованиям по уровню СПМ фазовых шумов. В результате разработчики предложили модернизированную схему первого гетеродина (рисунок 4.11), который применяется в анализаторе спектра СК-4 БЕЛАН 240.

Модернизированная структурная схема гетеродина (рисунок 4.11) отличается от исходной (рисунок 4.10) тем, что в цепи обратной связи 2-го кольца ФАПЧ установлен смеситель, на который подается сигнал подставки с дополнительного ГОЧ2, выходной сигнал которого умножается в умножителе УЧ. Кроме того, ГУН формирует сигнал с более высокой частотой, которая затем делится в дополнительном делителе частоты ДЧ. Модернизированная схема имеет меньший уровень фазовых шумов, чем исходная (значения СПМ фазовых шумов сведены в таблицу 4.2).

Для исследования шумовых характеристик первых гетеродинов анализаторов спектра, выполненных по структурным схемам на рисунках 4.10 и 4.11, использовалась разработанная во второй главе математическая модель (2.11) СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ с небольшими дополнениями.

Математическая модель СПМ фазовых шумов первого гетеродина анализатора спектра СК4-БЕЛАН 32 имеет вид:

$$S_{Б32}(F) = [S_{ГОЧ}(F) \cdot K_{ЦВС1}^2 + S_{ЦВС1}(F) + S_{ФД1}(F) + S_{ФНЧ1}(F) + S_{ПФ}(F) + S_{СМ}(F) + S_{ПОДСТ2}(F)] \cdot |H_{311}(j2\pi F)|^2 + S_{ЖИГ}(F) \cdot |H_{321}(j2\pi F)|^2, \quad (4.1)$$

где  $S_{ПОДСТ2}(F)$  – СПМ фазовых шумов второго кольца ФАПЧ:

$$S_{ПОДСТ2}(F) = n_{ДНЗ}^2 \cdot [S_{ГОЧ}(F) \cdot K_{ЦВС2}^2 + S_{ЦВС2}(F) + S_{ФД2}(F) + S_{ФНЧ2}(F)] \times |H_{312}(j2\pi F)|^2 + S_{ГВН}(F) \cdot |H_{322}(j2\pi F)|^2$$

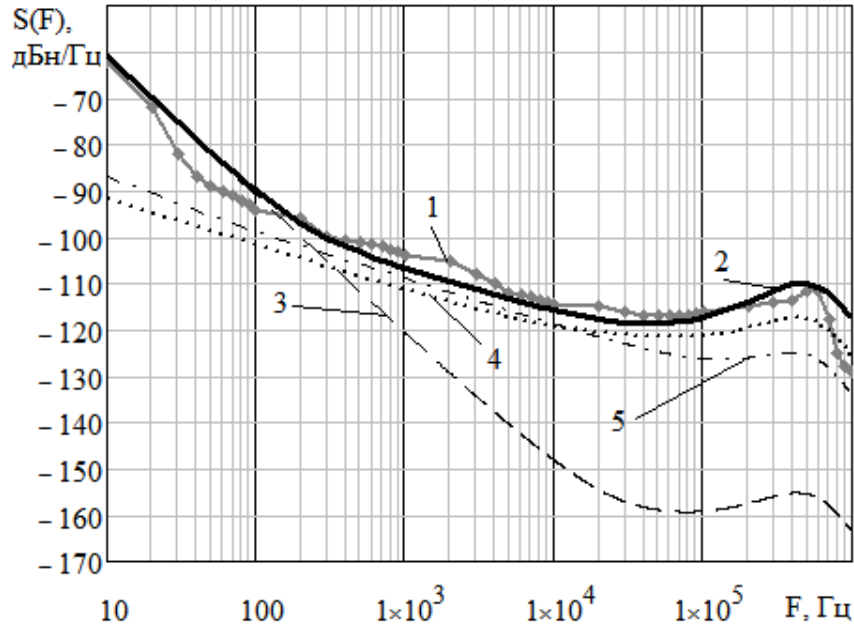
Поскольку структурная схема первого гетеродина анализатора спектра СК4-БЕЛАН 240 отличается архитектурой второго кольца ФАПЧ, математическая модель СПМ фазовых шумов первого гетеродина имеет вид, аналогичный (4.1):

$$S_{Б240}(F) = [S_{ГОЧ}(F) \cdot K_{ЦВС1}^2 + S_{ЦВС1}(F) + S_{ФД1}(F) + S_{ФНЧ1}(F) + S_{ПФ}(F) + S_{СМ}(F) + S_{ПОДСТ2}(F)] \cdot |H_{311}(j2\pi F)|^2 + S_{ЖИГ}(F) \cdot |H_{321}(j2\pi F)|^2, \quad (4.2)$$

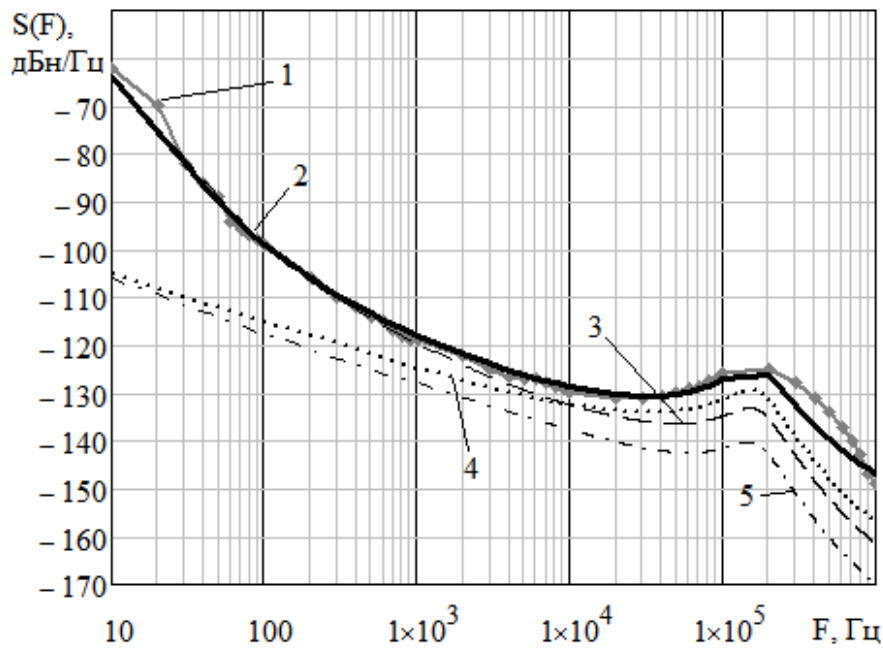
но  $S_{ПОДСТ2}(F)$  определяется соотношением:

$$S_{ПОДСТ2}(F) = n_{ДНЗ}^2 \cdot \frac{I}{N_2^2} \cdot [S_{ГОЧ}(F) \cdot K_{ЦВС2}^2 + S_{ЦВС2}(F) + S_{ФД2}(F) + S_{ФНЧ2}(F) + S_{СМ2}(F) + S_{ГОЧ2}(F) \cdot n_1^2 + S_{УЧ}(F)] \cdot |H_{312}(j2\pi F)|^2 + S_{ГВН}(F) \cdot |H_{322}(j2\pi F)|^2$$

На рисунке 4.12 представлены результаты сравнения разработанных математических моделей СПМ фазовых шумов гетеродинов анализатора спектра СК4-БЕЛАН 32 (рисунок 4.12-а) и анализатора спектра СК4-БЕЛАН 240 (рисунок 4.12-б) с экспериментальными характеристиками из [82].



а) гетеродин анализатора спектра СК4-БЕЛАН 32 для выходной частоты  $f_{ВЫХ} = 4521,4 \text{ МГц}$  (3 – вклад ГОЧ, 4 – вклад ФД2, 5 – вклад ЦВС2)



б) гетеродин анализатора спектра СК4-БЕЛАН 240 для выходной частоты  $f_{ВЫХ} = 4021,4 \text{ МГц}$  (3 – вклад ГОЧ2, 4 – вклад ФД2, 5 – вклад ЦВС2)

Рисунок 4.12 – СПМ фазовых шумов первых гетеродинов анализаторов спектра СК4-БЕЛАН (1 – эксперимент; 2 – математическая модель)

По рисунку 4.12 можно сделать вывод, что разработанные математические модели СПМ фазовых шумов с высокой точностью совпадают с экспериментальными. Как видно из результатов моделирования на рисунке 4.12-а), основной вклад в уровень СПМ фазовых шумов на частотах отстройки до 200 Гц вносит ГОЧ, на отстройках от 200 Гц до 15 кГц вносит ЦВС2, на отстройках свыше 15 кГц – ФД2.

Для анализатора спектра СК4-БЕЛАН 240 (рисунок 4.12-б) основной вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов на частотах отстройки до 7 кГц вносит ГОЧ2, на отстройках свыше 7 кГц – ФД2. ЦВС2 практически не вносит вклад.

По результатам моделирования можно сделать вывод, что для гетеродинов СК4-Белан вклад звеньев, находящихся во вторых кольцах ФАПЧ, (обеспечивающих подставку в цепь обратной связи первого кольца), в результирующие СПМ фазовых шумов существенно выше вклада звеньев первого кольца и является определяющим на больших отстройках. Это объясняется применением генератора гармоник, который умножает выходную частоту цепи подставки в  $n_{\text{ДНЗ}}$ -раз (шумы выходного сигнала цепи подставки при этом умножаются в  $n_{\text{ДНЗ}}^2$ -раз).

Выходная частота ЦВС2 гетеродина СК4-БЕЛАН 240 составляет 100 МГц, выходная частота ЦВС2 гетеродина СК4-БЕЛАН 32 составляет 409 МГц, поэтому вклад ЦВС2 гетеродина СК4-БЕЛАН 240 в результирующий уровень СПМ фазовых шумов меньше вклада ЦВС2 гетеродина СК4-БЕЛАН 32 за счет меньшего значения коэффициента передачи ЦВС.

Время перестройки представленных гетеродинов, как и всех ГСЧ на основе ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ, складывается из времени перестройки ЦВС, времени перестройки второго кольца ФАПЧ и времени перестройки первого кольца ФАПЧ.

Рассмотрим возможность использования в качестве гетеродина анализатора спектра гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты

ЦВС, предложенного в третьей главе. На основе обобщенной схемы (рисунок 3.2) ГСЧ, разработана схема, для практического применения в качестве современных формирователей сигналов [144, 145].

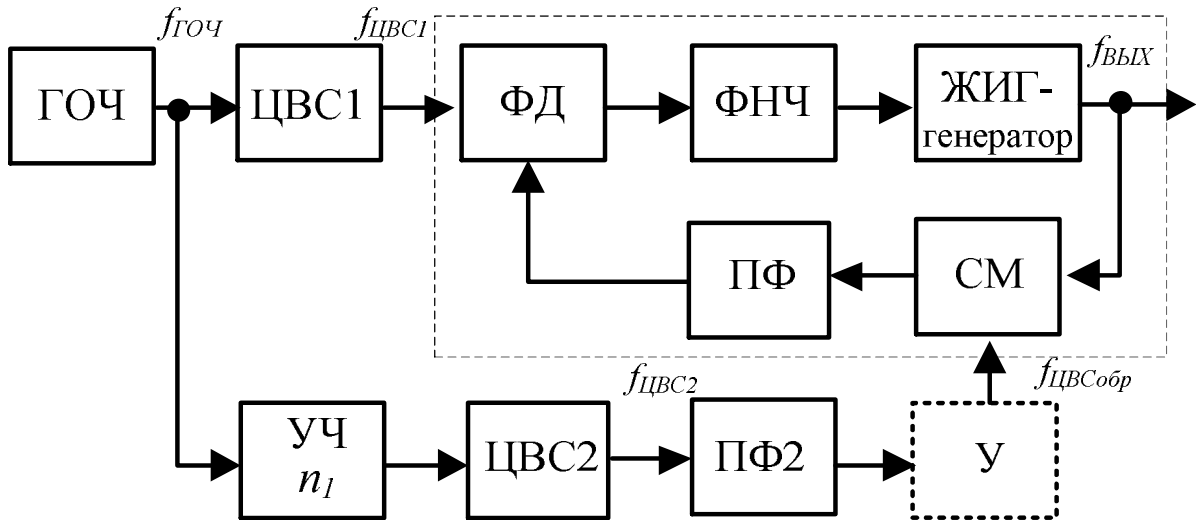


Рисунок 4.13 – Структурная схема гетеродина, использующего образы основной частоты ЦВС

Структурная схема гетеродина на рисунке 4.13 отличается от структурных схем гетеродинов анализаторов спектра СК4-БЕЛАН (рисунки 4.10 и 4.11) цепью подставки, которая образована умножителем частоты УЧ с переменным коэффициентом умножения  $n_1$ ; ЦВС2; полосовым фильтром ПФ2, настроенным на частоты образов (или банком полосовых фильтров) и при необходимости усилителем У. Таким образом, предлагаемый гетеродин, использующий образы основной частоты ЦВС, образован одной петлей ФАПЧ вместо двух у прототипов.

Выходная частота гетеродина, использующего образы основной частоты ЦВС, определяется по формуле

$$f_{ГСЧ} = f_{ГОЧ} [K_{ЦВС1} + n_1 \cdot K_{ЦВС2обр}], \quad (4.3)$$

где  $K_{ЦВС1}$  и  $K_{ЦВС2}$  – коэффициенты передачи ЦВС1 и ЦВС2, соответственно.

Как видно из (4.3), у предлагаемого гетеродина перестройка синтезируемой частоты может осуществляться в широком диапазоне частот за счет изменения

коэффициентов  $n$ ,  $n_1$ ,  $K_{ЦВС1}$  и  $K_{ЦВС2}$ . Как правило, диапазон изменения выходной частоты ЦВС1 невелик, поскольку ограничен максимально допустимой частотой сравнения в ФД.

Математическая модель СПМ фазовых шумов представленного гетеродина основана на (3.21) и имеет вид

$$S_{ГСОбр}(F) = [S_{ГОЧ}(F) \cdot K_{ЦВС1}^2 + S_{ЦВС1}(F) + S_{ФД1}(F) + S_{ФНЧ1}(F) + S_{ПФ}(F) + S_{СМ}(F) + S_{ПОДСТ2}(F)] \cdot |H_{311}(j2\pi F)|^2 + S_{ЖИГ}(F) \cdot |H_{321}(j2\pi F)|^2, \quad (4.4)$$

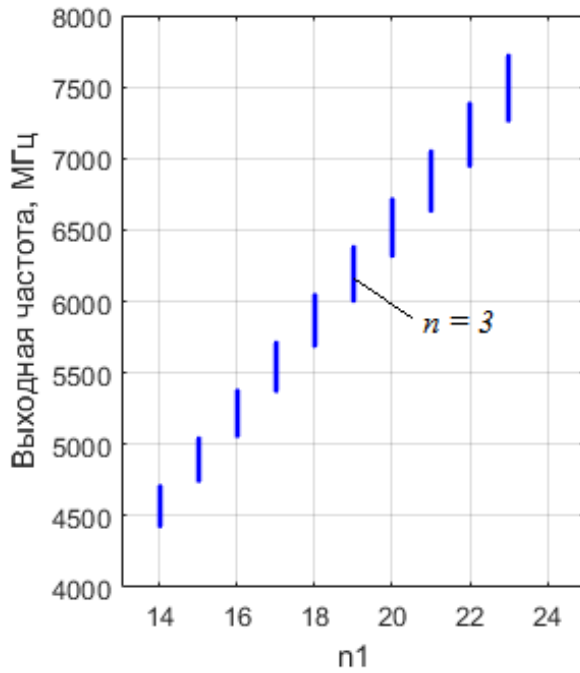
где  $S_{ПОДСТ2}(F)$  – СПМ фазовых шумов цепи подставки:

$$S_{ПОДСТ2}(F) = K_{ЦВС2обр}^2 \cdot (S_{ГОЧ}(F) \cdot n_1^2 + S_{УЧ}(F)) + S_{ЦВС2обр}(F) + S_{ПФ}(F) + S_{У}(F).$$

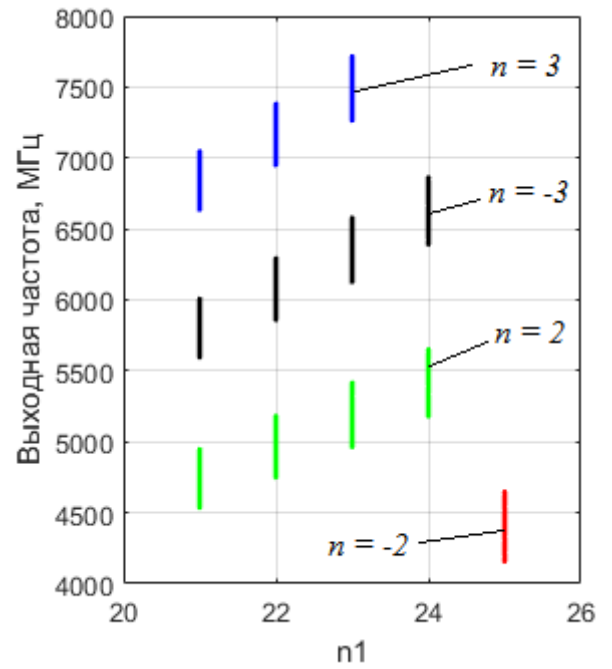
Наличие дополнительного ЦВС1 позволяет за счет изменения частоты сравнения дополнительно расширить диапазон перестройки, а также избегать неудачных частотных соотношений, при которых вблизи выходной частоты ЦВС могут появиться нежелательные дискретные ПСС выходного сигнала ЦВС.

С помощью разработанного программного комплекса проведем частотное планирование гетеродина при заданном диапазоне требуемых выходных частот от 4521,4 МГц до 7521,4 МГц, частоте ГОЧ  $f_{ГОЧ} = 100$  МГц, частоте сравнения  $f_{СР} = f_{ЦВС1} = 21,4$  МГц. Результаты планирования представлены на рисунке 4.14.

Для достижения заданного диапазона при использовании одного номера образа (рисунок 4.14-а) необходимо использовать образ с номером  $n = 3$ . При установке коэффициента умножения  $n_1 = 14$  тактовая частота ЦВС2 составляет 1400 МГц. При изменении  $K_{ЦВС2}$  получаем диапазон выходных частот ГСЧ от 4435 МГц до 4715 МГц. Далее необходимо переключить коэффициент умножения на  $n_1 = 15$ . Получаем диапазон выходных частот ГСЧ от 4750 МГц до 5050 МГц. Аналогично изменяя  $n_1$  на значения от 16 до 23, мы в итоге перекрываем заданный диапазон до 7730 МГц. Все значения коэффициентов умножения и соответствующих им диапазонов перестройки выходной частоты ГСЧ сведены в таблицу 4.3.



а) при использовании одного образа



б) при нескольких образах

Рисунок 4.14 – Диапазоны, формируемые гетеродином в зависимости от  $n_1$

Таблица 4.3 – Значения коэффициентов умножения и соответствующие им диапазоны перестройки гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС.

№	Номер образа $n$	Коэффициент умножения $n_1$	Минимальная выходная частота ГСЧ $f_{ВЫХmin}$ МГц	Максимальная выходная частота ГСЧ $f_{ВЫХmax}$ МГц
1	3	14	4435	4715
2	3	15	4750	5050
3	3	16	5065	5385
4	3	17	5380	5720
5	3	18	5695	6055
6	3	19	6010	6390
7	3	20	6325	6725
8	3	21	6640	7060
9	3	22	6955	7395
10	3	23	7270	7730



В соответствии с таблицей 4.3 для небольших значений коэффициента умножения в диапазонах перестройки гибридного синтезатора имеются небольшие пропуски. Например, при переключении с  $n_l = 14$  на  $n_l = 15$  пропуск составляет 35 МГц, при переключении с  $n_l = 15$  на  $n_l = 16$  пропуск составляет 15 МГц. Если пропуск меньше максимальной частоты сравнения в ФД, такой пропуск можно исключить подстройкой ЦВС1.

На рисунке 4.14-б представлен вариант достижения заданного диапазона при использовании нескольких номеров образов. Такой вариант удобен, когда имеются технические ограничения на изменение коэффициента умножения  $n_l$ . Для получения нижнего значения заданного диапазона устанавливаем коэффициент умножения  $n_l = 25$  и выделяем образ с номером  $n = -2$ . Диапазон выходных частот гетеродина на основе гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС, получается от 4150 МГц до 4650 МГц. Далее переключаем умножитель на  $n_l = 21$  и выделяем образ с номером  $n = 2$ . Получаем диапазон выходных частот ГСЧ от 4540 МГц до 4960 МГц.

Аналогично изменяя  $n_l$  на значения от 22 до 24, мы в итоге перекрываем диапазон до 5665 МГц. Далее переходим на следующий образ  $n = -3$ . Изменяя  $n_l$  на значения от 21 до 24, мы перекрываем диапазон от 5590 до 5665 МГц. Далее переходим на следующий образ  $n = 3$ . Изменяя  $n_l$  на значения от 21 до 23, мы перекрываем диапазон от 6640 до 7730 МГц. Все значения требуемых номеров образов, коэффициентов умножения и соответствующих им диапазонов перестройки выходной частоты гибридно сведены в таблицу 4.4.

По таблице 4.4 видно, что пропусков частоты нет, таким образом, перестройка может осуществляться лишь изменением коэффициента передачи ЦВС2.

Проведем математическое моделирование спектральной плотности мощности фазовых шумов гетеродина на основе гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС, по математической модели шумовых характеристик (4.4).

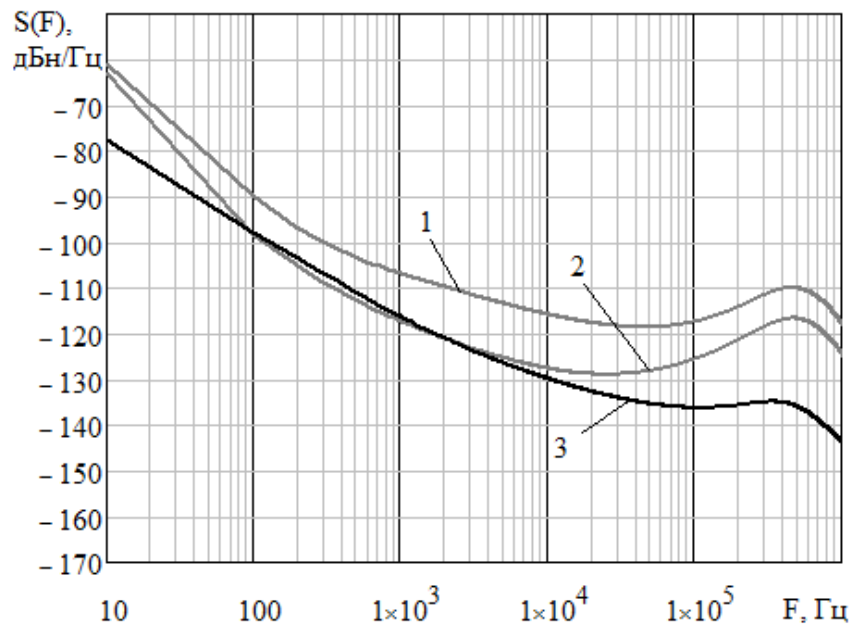
Таблица 4.4 – Значения коэффициентов умножения и соответствующие им диапазоны перестройки ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС

№	Номер образа $n$	Коэффициент умножения $n_1$	Минимальная выходная частота ГСЧ $f_{ВЫХmin}$ , МГц	Максимальная выходная частота ГСЧ $f_{ВЫХmax}$ , МГц
1	-2	25	4150	4650
2	2	21	4540	4960
3	2	22	4755	5195
4	2	23	4970	5430
5	2	24	5185	5665
6	-3	21	5590	6010
7	-3	22	5855	6295
8	-3	23	6120	6580
9	-3	24	6385	6865
10	3	21	6640	7060
11	3	22	6955	7395
12	3	23	7270	7730

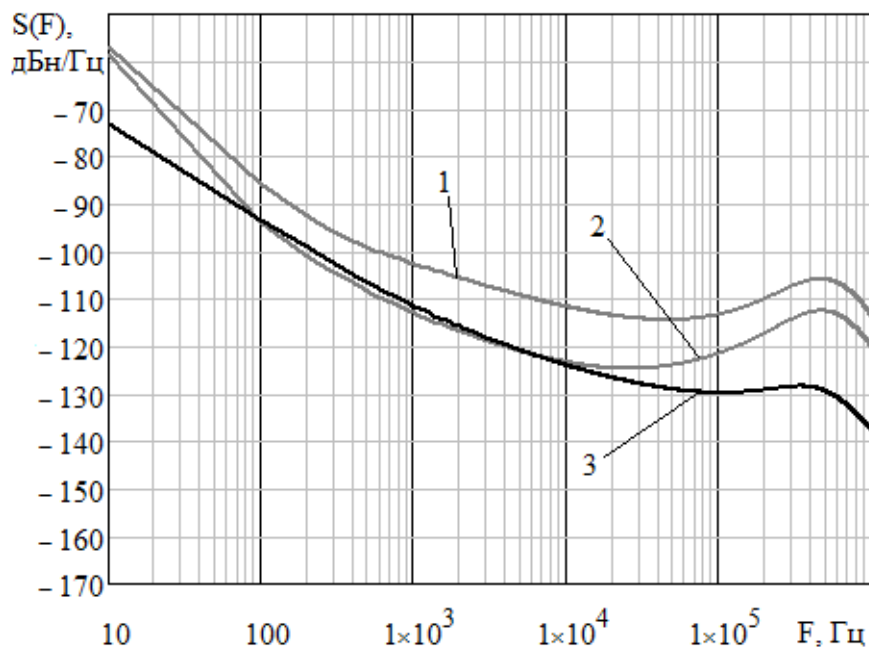
На рисунке 4.15 приведены результаты сравнения СПМ фазовых шумов первых гетеродинов СК4-БЕЛАН с СПМ фазовых шумов гетеродина на основе гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС, для разных выходных частотах, при идентичных параметрах выходных частот и петлевых ФНЧ.

В соответствии с рисунком 4.15, гетеродин на основе ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, имеет выигрыш по уровню СПМ фазовых шумов перед гетеродином СК4-БЕЛАН 32 на 10–15 дБ на отстройках до 10 кГц и на 15–25 дБ на отстройках свыше 10 кГц.

Выигрыш по уровню СПМ фазовых шумов перед гетеродином СК4-БЕЛАН 240 составляет до 12 дБ на отстройках до 100 Гц, на отстройках от 10 Гц до 15 кГц уровни СПМ фазовых шумов практически совпадают, на отстройках свыше 15 кГц выигрыш составляет до 18 дБ.



а) для выходной частоты  $f_{ВЫХ} = 4521,4$  МГц



б) для выходной частоты  $f_{ВЫХ} = 7221,4$  МГц

Рисунок 4.15 – СПМ фазовых шумов (1 – гетеродина анализатора спектра СК4-БЕЛАН 32, 2 – гетеродина анализатора спектра СК4-БЕЛАН 240, 3 – предлагаемого гетеродина, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора)

Таким образом, предлагаемый гетеродин на основе гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС, обеспечивает широкий диапазон частот с малым шагом перестройки частоты и уровнем фазовых шумов, соответствующим гетеродинам анализаторов спектра высокого класса.

### 4.3. Выводы

1. Разработанный программный комплекс позволяет на основе исходных значений опорной частоты, частоты сравнения и выходных частот провести частотное планирование и структурное проектирование гибридных синтезаторов частот, реализованных на современных интегральных микросхемах, а также провести моделирование их шумовых характеристик.

2. Для известных малошумящих гетеродинов современных анализаторов спектра с использованием результатов второй главы получены математические модели шумовых характеристик, совпадающие с экспериментальными. Анализ полученных зависимостей позволил оценить вклад звеньев гетеродинов в результирующий уровень спектральной плотности мощности фазовых шумов и предложить пути уменьшения уровня фазовых шумов гетеродинов.

3. На основе результатов третьей главы предложено применить в качестве малошумящего гетеродина гибридный синтезатор с использованием образов основной частоты цифрового вычислительного синтезатора. Разработанная и исследованная схема гетеродина формирует сигналы с широким диапазоном выходных частот и малым шагом перестройки, обеспечивает уровень фазовых шумов на 10–18 дБ ниже уровня фазовых шумов выходного сигнала лучших малошумящих гетеродинов современных анализаторов спектра для аналогичных опорных и выходных частот и отстроек.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения диссертационной работы были получены следующие результаты:

1. Разработаны математические модели шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза и 4-х типов гибридных синтезаторов на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза. С помощью разработанных моделей проведен анализ вкладов звеньев в результирующие уровни шумовых характеристик гибридных синтезаторов.

2. На современных интегральных микросхемах построен экспериментальный стенд, на котором были реализованы гибридные синтезаторы на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза. Экспериментальное исследование шумовых характеристик выходных сигналов показало, что разработанные математические модели спектральной плотности мощности фазовых шумов, позволяют с точностью до 4 дБн/Гц провести моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот.

3. Для снижения уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов частот предложено использовать дискретные составляющие спектра выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов – копии спектра (образы) основной частоты. Разработана и исследована обобщенная структурная схема гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора.

4. Разработаны алгоритмы частотного планирования гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, при формировании сигнала с одной частотой и сигнала с диапазоном частот.

5. Разработана математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора. Экспериментальное исследование шумовых

характеристик реализованного на экспериментальном стенде гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, показало, что математическая модель позволяет проводить моделирование с точностью 1–4 дБ.

6. Разработан алгоритм определения параметров гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора (коэффициентов деления, умножения, номеров образа и коэффициентов передачи цифрового вычислительного синтезатора), обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала.

7. На основе математических моделей шумовых характеристик и алгоритмов разработан программный комплекс для частотного планирования и структурного проектирования гибридных синтезаторов, а также моделирования, сравнения и исследования их шумовых характеристик.

8. Разработанные математические модели были использованы для моделирования и исследования шумовых характеристик малошумящих гетеродинов современных анализаторов спектра.

9. На основе предложенной обобщенной схемы гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, разработана схема гетеродина для современных радиосистем, способного формировать широкий диапазон выходных частот (до 10 октав) с малым шагом перестройки (доли Гц) и уровнем фазовых шумов на 10–18 дБ ниже лучших малошумящих гетеродинов современных анализаторов спектра.

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

**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ**

АСЧ	– аналоговый синтезатор частот;
ГОЧ	– генератор опорной частоты;
ЖИГ-генератор	– генератор с резонатором на железо-иттриевом гранате;
ГУН	– генератор, управляемый напряжением;
ГСЧ	– гибридный синтезатор частот;
ДПКД	– делитель частоты с переменным коэффициентом деления;
ДЧ	– делитель частоты;
ИФАПЧ	– импульсная фазовая автоподстройка частоты
ИФД	– импульсный фазовый детектор;
ИЧФД	– импульсный частотно-фазовый детектор;
НКФ	– накопитель кода фазы;
ПАВ-генератор	– генератор с резонатором на поверхностно-акустических волнах;
ПСС	– побочные составляющие спектра;
ПФ	– полосовой фильтр;
СМ	– смеситель;
УЧ	– умножитель частоты;
У	– усилитель;
ФАПЧ	– фазовая автоподстройка частоты;
ФД	– фазовый дискриминатор;
ФНЧ	– фильтр нижних частот;
ЧАПЧ	– частотная автоподстройка частоты;
ЦАП	– цифро-аналоговый преобразователь;
ЦВС	– цифровой вычислительный синтезатор.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Шапиро, Д.Н. Основы теории синтеза частот / Д.Н. Шапиро, А.А. Паин. – М.: Радио и связь, 1981. – 264 с.
2. Ямпурин, Н.П. Формирование прецизионных частот и сигналов: Учеб. пособие. / Н.П. Ямпурин, Е.В. Сафонова, Е.Б. Жалнин. – Нижегород. гос. техн. ун-т. Нижний Новгород, 2003. – 187 с.
3. Kroupa, V.F. Frequency Synthesis Theory, Design and Applications / V.F. Kroupa. – New York: Willey, 1973. –
4. Манассевич, В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: пер. с англ. / В. Манассевич; Под. ред. А. С. Галина. – М.: Связь, 1979. – 384 с.
5. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
6. Белов, Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Л.А. Белов. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 224 с.
7. Chenakin, A. Frequency Synthesizers: From Concept to Product / A. Chenakin. – New York: Artech House, 2010. – 235 с.
8. Da Silva, E. High Frequency and Microwave Engineering / E. Da Silva. - A division of Reed Educational and Professional Publishing Ltd, 2001. – 440 p.
9. Дьяконов, В.П. Генерация и генераторы сигналов / В.П. Дьяконов. – М.: ДМК Пресс, 2009. – 384 с.
10. Кулешов, В.Н. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов / В.Н. Кулешов, Н.Н. Удалов, В.М. Богачев. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 416 с.
11. Rohde, U.L. RF/Microwave circuit design for wireless applications / U.L. Rohde, D.P. Newkirk. – New York: John Wiley & Sons, Inc, 2000. – 954 с.
12. Шахтарин, Б.И. Синтезаторы частот / Б.И. Шахтарин, Г.Н. Прохладин, А.А. Иванов, А.А. Быков, А.А. Чечулина, Д.Ю. Гречищев. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 128 с.



13. Hagen, J.B. Radio-Frequency Electronics.Circuits and Applications / J.B. Hagen. – Cambridge University Press, 2009. – 454 с.
14. Шахгильдян, В.В. Радиопередающие устройства: Учебник для ВУЗов / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др. – 3-е изд., перераб. и доп.– М.: Радио и Связь, 2003. – 560 с.
15. Rutman, J. Characterization of Frequency Stability In Precision Frequency Sources / J. Rutman, F.L. Walls // Proceedings of the IEEE, vol. 79, No. 7, July 1991. – С. 952-960.
16. Barnes, J.A. Characterization of frequency stability / J.A. Barnes, A.R. Chi, L.S. Cutler, D.J. Healey, D.B. Leeson, T.E. McGunigal, J.A. Mullen, W.L. Smith, R.L. Sydnor, R. Vessot, G.M.R. Winkler // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – Vol. 66. – 1978. – С. 1048-1174.
17. IEEE Standard Definition of Physical Quantities for Fundamental Land Time Metrology (IEEE Sth. 1139) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://standards.ieee.org/findstds/standard/1139-2008.html>.
18. Federal Standard 1037C, Telecommunications: Glossary of Telecommunication Terms [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.its.bldrdoc.gov/fs-1037/fs-1037c.htm>.
19. Рыжков, А.В. Источники колебаний на основе поверхностных акустических волн / А.В. Рыжков // Радиотехника. – 1979. – т.34. – №10. – С. 40-43.
20. Кочемасов, В.Н. Генерация и синтез частот с применением приборов на поверхностных акустических волнах / В.Н. Кочемасов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1979. – №1. – С.96-132.
21. Богатырев, Ю.К. Ямпурин Н.П., Проектирование синтезаторов частоты с произвольным числом смесителей и делителей в секции / Ю.К. Богатырев, Н.П. Ямпурин // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1979. – №1(19). – С.86-90.
22. Галин, А.С. Диапазонно-кварцевая стабилизация СВЧ / А.С. Галин. – М.: Связь, 1976. – 256 с.

23. Чистяков, Н.И. Декадные синтезаторы частоты / Н.И. Чистяков. – М.: Связь, 1969. – 80 с.
24. Gillette, G.C. The digiphase synthesizer / G.C. Gillette // Frequency Technology, 1969, August. – Pp. 25-29.
25. Алехин, Ю.И. Анализ частотной декады с двумя смесителями и делителями частоты / Ю.И. Алехин // Техника средств связи. Серия Радиоизмерительная техника. – 1976. – Вып.1. – С. 11-15.
26. Щербаков, Ю.Ф. Некоторые вопросы анализа комбинационных помех при преобразовании частоты / Ю.Ф. Щербаков // Радиотехника. – 1972. т.27. – № 12. – С.7-17.
27. Симп, К. Смесители и модуляторы в высокоскоростных системах связи / К. Симп // Электронные компоненты. – №4. – 2011. – С. 90-95.
28. Шахгильдян, В.В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. – М.: Связь, 1972. – 447 с.
29. Kroupa, V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis / V.F. Kroupa. – New York. John Wiley & Sons, Ltd, 2003. – 320 с.
30. Banerjee, D. PLL Performance, Simulation and Design Handbook (4th ed.) / D. Banerjee. – National Semiconductor, 2006. – 338 p.
31. Gardner, F. Phaselock techniques, 3rd Edition / F. Gardner. – Wiley, 2005. – 450 с.
32. Crawford, J.A. Frequency Synthesizer Design Handbook / J.A. Crawford. – New York: Artech House, 1994. – 401 p.
33. Zhao, F. Low-Noise Low-Power Design for Phase-Locked Loops: Multi-Phase High-Performance Oscillators / F. Zhao, F.F. Dai. – Switzerland. Springer International Publishing, 2015. – 96 p.
34. Brandonisio, F. Noise-Shaping All-Digital Phase-Locked Loops: Modeling, Simulation, Analysis and Design / F. Brandonisio, M.P. Kennedy. – Switzerland. Springer International Publishing, 2014. – 177 p.

35. 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.
36. Никитин, Ю. Частотный метод анализа характеристик синтезаторов частот с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты Analog Devices / Ю. Никитин, Д. Сергеев // Компоненты и технологии. – 2003. – №3-6.
37. Ченакин, А. ГУН или ЖИГ? Проблема выбора при проектировании высококачественного синтезатора с ФАПЧ / А. Ченакин // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2012. – №6. – С. 118-122.
38. Патент США, Fractional-N type frequency synthesizer. Frequency synthesis using fractional division by digital techniques within a phase-locked loop / T.L. Loproser. – № 3217267; Заявлено 02.10.1963; Оpubл. 09.11.1965. – 17 с.
39. Goldberg, Bar-Giora. Digital Frequency Synthesis Demystified DDS and Fractional-N PLLs / Bar-Giora Goldberg. – LLN Technology Publishing, 1999. – 355 p.
40. Майская, В. Fractional-N синтезаторы. Когда часть лучше целого / В. Майская // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2002. – № 5. – С. 10-16.
41. Калмыкова, О.Л. Умножители частоты с кольцами фазовой АПЧ / О.Л. Калмыкова, В.Н. Кулешов, А.Г. Демьянченко, Е.А. Хуртин. – М.: МЭИ, 1980. – 71 с.
42. AD4113HV [Электронный ресурс]: сайт фирмы Analog Devices, Inc. - 2016. – Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adf4113hv.pdf>
43. Синтезатор частот на основе ФАПЧ 1508ПЛ9Т [Электронный ресурс]: Элвис. – Режим доступа: <http://multicore.ru/index.php?id=656>.
44. Патент США, Waveform generator / J.G. Butler; RCA Corp. – №3689914А; Заявлено 09.08.1971; Оpubл. 05.09.1972. – 13 с.
45. Патент США, Digital wave synthesizer / M. Miles; Motorola Solutions Inc. – № 3838414А; Заявлено 03.08.1972; Оpubл. 24.09.1974. – 13 с.

46. Vankka, J. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications : Dissertation for the degree of Doctor of Science in Technology / J. Vankka. – Helsinki University of Technology, 2000. – 208 p.
47. Kroupa, V.F. Direct Digital Frequency Synthesizers / V. F. Kroupa. – John Wiley & Sons, Ltd, 1998. – 396 c.
48. Мёрфи, Е. Всё о синтезаторах DDS. Пер.: Власенко А. / Е. Мёрфи, К. Слэттери // Компоненты и технологии. – 2005. – №1. – С. 28-32.
49. Synthesizer products data book. – San Diego : QUALCOMM Incorporated, ASIC Products 6455 Lusk Boulevard, 1997. – 174 p.
50. Рябов, И.В. Цифровой синтез прецизионных сигналов: Монография / И.В. Рябов. Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. – 152 с.
51. Кочемасов, В.Н. Цифровые вычислительные синтезаторы двухуровневых сигналов с компенсацией фазовых ошибок / В.Н. Кочемасов, А.Н. Фадеев // Радиотехника. –1982. – Т. 37, № 10. – С. 15-19.
52. Мёрфи, Е. Прямой цифровой синтез (DDS) в тестовом, измерительном и коммуникационном оборудовании / Е. Мёрфи, К. Слэттери. Пер.: А. Власенко // Компоненты и технологии. – 2006. – №8. – С.52-55.
53. Ридико, Л.И. DDS: прямой цифровой синтез частоты / Л.И. Ридико // Компоненты и технологии. – 2001. – №7. – С.50-56.
54. Ромашов, В.В. Формирователи сетки опорных частот возбуждителя передатчика с использованием образов основной частоты / В.В. Ромашов, К.К. Храмов // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2011. – №13. – С. 44-47.
55. Макарычев, Е.М. Оценка влияния нелинейных искажений цифрового и аналогового тракта DDS на спектры гетеродинных сигналов в области доплеровских отстроек / Е.М. Макарычев // Радиотехника. – 2015. – №4. – С.105-111.
56. Choi, H. Jitter measurement of high speed digital signals using low-cost signal acquisition hardware and associated algorithms: Doctor thesis / Choi H. – Georgia Institute of Technology. – 2010. – 121 p.

57. Кулешов, В.Н. Естественные шумы многоуровневых цифровых вычислительных синтезаторов частот / В.Н. Кулешов, Л. Хайяинь, Г.В. Кузнецова // Радиотехника. – 1995. – №3. – С.30-31.
58. AD9910 [Электронный ресурс]: сайт фирмы Analog Devices, Inc. – 2018. – Режим доступа: <http://www.analog.com/ru/products/rf-microwave/direct-digital-synthesis/ad9910.html>.
59. AD9914 [Электронный ресурс]: сайт фирмы Analog Devices, Inc. – 2018. – Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9914.pdf>.
60. Цифровой вычислительный синтезатор 1508ПЛ8Т [Электронный ресурс]: сайт фирмы Элвис. – 2018. – Режим доступа: <http://multicore.ru/index.php?id=466>.
61. Ченакин, А. Частотный Синтез: Текущие Решения и Новые Тенденции / А. Ченакин // Microwave Journal. – Май, 2007. – С. 256-266.
62. Chenakin, A. Building a Microwave frequency synthesizer / A. Chenakin // High Frequency Electronics. – 2008.
63. Ryu, H.G. A new triple-controlled type frequency synthesizer using simplified DDFS-driven digital hybrid PLL system / H.G. Ryu, Y.Y. Kim, H.M. Y, H.S. Lee // IEEE Transactions on Consumer Electronics. – 2002, Volume: 4. – Pp. 63-71.
64. Chenakin, A. A 26.5 GHz PLL Synthesizer with Low Phase Noise Characteristics / A. Chenakin, S. Ojha, S. Nediyanath // Microwave Conference Proceedings (APMC), Asia-Pacific. – 2011. – P. 1210-1213.
65. Патент США, Direct digital synthesizer/ direct analog synthesizer hybrid frequency synthesizer / Robert P. Gilmore; Qualcomm Incorporated. – № 5,128,623; Заявлено 10.09.1990; Опубл. 07.07.1992. – 14 с.
66. Патент США, Direct digital synthesis (DDS) phase locked loop (PLL) frequency synthesizer and associated methods / Nicholas Paul Shields; Harris Corporation. – № 7250823; Заявлено 25.05.2005; Опубл. 31.07.2007. – 9 с.

67. Патент США, Frequency synthesis using frequency controlled carrier modulated with PLL feedback signal / Masaki Ichinara; NEC Corporation. – № 5329253; Заявлено 26.10.1992; Опубл. 12.07.1994. – 8 с.
68. Патент США, DDS-PLL method for frequency sweep / Lowell A. Rathbun, Jr.; Tektronix, Inc. – № 7155190; Заявлено 19.02.2004; Опубл. 26.12.2006. – 8 с.
69. Патент США, Frequency synthesizer and frequency synthesizing method / Furkan Dayi; Sony Corporation. – №2012/0112806; Заявлено 25.10.2011; Опубл. 10.05.2012 – 15 с.
70. Sam, B. Hybrid Frequency Synthesizer Combines Octave Tuning Range and Millihertz Steps / B. Sam // Applied Microwave & Wireless. – May 1999. – Pp. 76–84.
71. Psota, P. Hybrid Synthesizer with frequency range 0.1–500 MHz / P. Psota // Proceedings of the 7th PhD Student Conference and Scientific and Technical Competition of Students. – FEI TU Kosice. – May 23, 2007. – Pp.49-50.
72. Miles, J. A Versatile Hybrid Synthesizer / J. Miles, R. Hosking // Communications Quarterly. – March/April 2004. – Pp. 1–47.
73. Yongke, L. The Design of Wide BW Frequency Synthesizer Based on the DDS&PLL Hybrid Method / L. YongKe // The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments, ICEMI. – Aug. 16-19, 2009. – Pp. 689-692.
74. Бабковский, А.П. Гибридные PLL/DDS синтезаторы частоты / А.П. Бабковский, Н.Е. Селезнев // В кн. 11-я Международная крымская конференция «СВЧ техника и коммуникационные технологии». Материалы конференции. [Севастополь 10 -14 сент. 2001 г.]. Севастополь: Вебер, 2001. – С. 112-114.
75. Liangcai, G. Frequency synthesizer of short-wave SFH/MFSK system / G. Liangcai, B. Yongqiang // Wuhan University Journal of Natural Sciences. – Vol.3 No.1. – 1998. – Pp. 71-75.

76. Григорьев, И.А. Методы минимизации фазовых шумов в гибридном синтезаторе частот КУ-диапазона с режимом быстрой перестройки частоты / И. А. Григорьев // Радиотехника. – 2012. – №4. – С. 105-116.
77. Пилипенко, А.М. Исследование быстродействия гибридных синтезаторов частот / А.М. Пилипенко // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – №3. – С. 15-30.
78. Бойко, Ю.М. Схемотехнические особенности использования синтезатора частот в приемном тракте цифрового приемника / Ю.М. Бойко, В.И. Стецюк // Вестник Хмельницкого национального университета. Технические науки. – 2013. – №5 (205). – С. 219-231.
79. Ромашов, В.В. Разработка схемотехнических моделей гибридных синтезаторов частот в программе Multisim / В.В. Ромашов, К.А. Якименко // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: VIII Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2016. – С. 71–72.
80. Кочемасов, В. Цифровые вычислительные синтезаторы - применение в системах синтеза частот и сигналов / В. Кочемасов, А. Голубков, Н. Егоров, А. Черкашин, А. Чугуй // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2014. – №8. – С. 171-178.
81. Поляков, А. Е. Синтезаторы частот с ЦВС в тракте обратной связи / А. Е. Поляков, А. С. Кузменков, Л. В. Стрыгин // Труды МФТИ. – 2015. – Том 7, № 1. С. 119-131.
82. Бельчиков, С. Фазовый шум: как спуститься ниже  $-120$  дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или борьба за децибелы / С. Бельчиков // Компоненты и технологии. – 2009. – №5, №6.
83. QuickSyn Frequency Synthesizers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ni-microwavecomponents.com/quicksyn>.
84. Генератор сигналов SG8-HP01M, SG8-HPSS01M. Технические характеристики. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://advantex-rf.com/Downloads/SG8\\_Manual\\_en.pdf](http://advantex-rf.com/Downloads/SG8_Manual_en.pdf)

85. RF Signal Generators SG380 Series. User Manual [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/Manuals/SG380m.pdf>.
86. Leeson, D.B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum / D. B. Leeson // IEEE Proc. Letters. – February 1966. – Vol. 54. – С. 329-330.
87. Leeson, D.B. Short Term Stable Microwave Sources / D.B. Leeson // The Microwave Journal. – June 1970. – С. 59-69.
88. Reza Khanzadi, M. Modeling and Estimation of Phase Noise in Oscillators with Colored Noise Sources / M. Reza Khanzadi. – Chalmers University of Technology, 2013. – 90 p.
89. Rubiola, E. Phase Noise and Frequency Stability in Oscillators / E. Rubiola. – Cambridge University Press, 2010. – 228 p.
90. Kroupa, V. Frequency Stability: Introduction and Applications / V. Kroupa. – Wiley and Sons, 2012. – 303 p.
91. Tanygin, V. A practical design of a low phase noise airborne X-band frequency synthesizer / V. Tanygin // Microwave Journal. – Oct., 2006. – Pp. 92-114.
92. Drucker, E. Model PLL Dynamics and Phase-Noise Performance / E. Drucker // Microwaves & RF. – November 1999. – Pp. 69–84.
93. Якименко, К.А. Расчет фазовых шумов кварцевых генераторов и генераторов, управляемых напряжением / К.А. Якименко // Научный потенциал молодёжи – будущее России. III Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2011. – С. 399-400.
94. Якименко, К. А. Аппроксимация шумовых характеристик генераторов R&S®SMA100A и ROS-1800+ / К. А. Якименко // Научный потенциал молодежи – будущее России. V Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2013. – С. 338-339.
95. Якименко, К.А. Моделирование шумовых характеристик ЖИГ-генераторов / К.А. Якименко // Научный потенциал молодежи – будущее России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. - Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2014. – С. 441-442.



96. Якименко, К.А. Моделирование шумовых характеристик генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах / К.А. Якименко // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2015. – С. 229-230.

97. Прохладин, Г.Н. Моделирование шумовых характеристик синтезаторов частот на основе систем ИФАПЧ / Г.Н. Прохладин // Радиотехника. 2006. – № 2. – С. 37-41.

98. Якименко, К.А. Моделирование шумовых характеристик микросхем ФАПЧ фирмы AnalogDevices / К.А. Якименко // Научный потенциал молодежи – будущее России. V Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2013. – С. 336-337.

99. Ромашова, Л.В. Математические модели шумовых характеристик интегральных синтезаторов с ФАПЧ / Л.В. Ромашова, В.В. Ромашов, К.К. Храмов, К.А. Якименко // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2014. – С. 314-315.

100. Бережняк, И.П. Естественные шумы балансного фазового детектора / И.П. Бережняк, В.Н. Кулешов // Радиотехника. – 1980. – Т. 35, №2. – С. 46-48.

101. Жабин, А.С. Собственные шумы ИЧФД и их влияние на работу синтезатора частот / А.С. Жабин, В.Н. Кулешов, А.В. Голубков // Вестник МЭИ. – №1. – 2011. – С. 60-68.

102. Ромашова, Л.В. Разработка и исследование математических моделей шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов : дис. ... канд. тех. наук : 05.12.04 / Ромашова Любовь Владимировна. – Владимир, 2012. – 167 с.

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

104. 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.

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

106. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик новых интегральных цифровых вычислительных синтезаторов компании Analog Devices / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – №2. – С. 26-32.

107. 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.

108. Ромашов В.В. Исследование фазовых шумов гибридного синтезатора частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза / В.В. Ромашов, К.А. Якименко // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2015. – С. 219-220.

109. Якименко, К.А. Исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза / К.А. Якименко // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2017. – Т.19. – С. 9-15.

110. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на интегральных микросхемах / В.В. Ромашов,

Л.В. Ромашова, К.А. Якименко, А.Н. Коровин // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – №1. – С. 10-15.

111. 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.

112. Якименко, К.А. Моделирование и сравнение шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот [Электронный ресурс] / К.А. Якименко, В.В. Ромашов // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: СФУ. – 2014. – С. 76-81. – Режим доступа: [http://efir.sfu-kras.ru/wp-content/uploads/download/Сборник\\_СПР-2014.pdf](http://efir.sfu-kras.ru/wp-content/uploads/download/Сборник_СПР-2014.pdf).

113. Romashov, V.V. Modelling and comparing of phase noise curves of hybrid synthesizers / V.V. Romashov, K.A. Yakimenko // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015. – Omsk State Technical University. Russia, Omsk. May 21-23, 2015. – DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147198. – Pp. 714–719.

114. Yakimenko, K.A. Phase noise in hybrid frequency synthesizers / K.A. Yakimenko, A.N. Doktorov // 15th International Conference «Aviation and Cosmonautics – 2016». 14–18 November, 2016. Moscow. Abstracts. – Printing house “Luxor”. – 2016. – С. 375-377.

115. Якименко, К.А. Исследование дискретных побочных составляющих спектра выходного сигнала гибридных синтезаторов частот / Якименко К.А. // Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 12-ой международной научной конференции / Владим. гос. университет; редкол.: А.Г. Самойлов (и др). – Владимир: ВлГУ. – 2017. - С. 117-119.

116. Якименко, К.А. Исследование шумовых характеристик формирователя сигналов на основе гибридного синтезатора частот с ЦВС в цепи ОС ФАПЧ / К.А. Якименко // Научный потенциал молодежи – будущее России. IV Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2012. – С. 413-414.

117. Ромашов, В.В. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе системы ФАПЧ с ЦВС в цепи обратной связи / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.А. Якименко // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: V Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2013. – С. 253-254.

118. Ромашов, В.В. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе однокольцевой ИФАПЧ со смесителем и цифрового вычислительного синтезатора / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – №4. – С. 23-29.

119. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе однокольцевой ИФАПЧ со смесителем и ЦВС / В.В. Ромашов, К.А. Якименко // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2014. – С. 312-313.

120. Якименко, К.А. Моделирование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе ЦВС и двухкольцевой ИФАПЧ / К.А. Якименко, В.В. Ромашов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2014. – С. 320-321.

121. Ромашов В.В. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе цифрового вычислительного синтезатора и двухкольцевой ИФАПЧ / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.А. Якименко // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2014. – №1. – С. 18-24.

122. Romashov, V.V. The hybrid frequency synthesizer based on DDS and two-loop PLL / V.V. Romashov, K.K. Khramov, K.A. Yakimenko // CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. – Russia, Crimea, Sevastopol. – September 7-13, 2014. – DOI: 10.1109/CRIMICO.2014.6959400. – Pp. 294–295.

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

124. Ромашов, В. В. Гибридный синтезатор частот с ЦВС в качестве генератора подставки на интегральных микросхемах / В.В. Ромашов, К.А. Якименко, А. Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2017. – С. 79-80.

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

126. Никитин, О.Р. Спектральные характеристики гибридных синтезаторов частот / О.Р. Никитин, Л.В. Ромашова, А.В. Ромашов, А.Н. Фомичев // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2011. – №1. – С. 16-20.

127. Ромашов В.В., Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот с цифровым вычислительным синтезатором в обратной связи ФАПЧ / В.В. Ромашов, А.В. Ромашов, А.Н. Фомичев // Проектирование и технология электронных средств. – 2011. – №1. – С. 7-11.

128. Докторов, А. Н. Алгоритм частотного планирования формирователя сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов в режиме образов основной частоты / А.Н. Докторов, К.А. Якименко // Научный потенциал молодежи – будущее России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2013. – С. 320-321.

129. Якименко, К.А. Исследование шумовых характеристик формирователя сигналов на основе гибридного синтезатора частот с ЦВС с использованием образов частоты в цепи ОС ФАПЧ / К.А. Якименко // Научный потенциал молодежи – будущее России. V Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2012. – С. 413-414.

130. Ромашов, В.В. Применение образов основной частоты ЦВС в гибридных синтезаторах частот / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, К.А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013. – №3. – С. 19-24.

131. Ромашов, В. В. Гибридный синтезатор частот с использованием образов основной частоты ЦВС / Ромашов В. В., Ромашова Л. В., Храмов К. К., Якименко К. А. // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2014. – С.310-311.

132. Romashov, V.V. The use of images of DDS in the hybrid frequency synthesizers / V.V. Romashov, L.V. Romashova, K.K. Khramov, K.A. Yakimenko // CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. – Russia, Crimea, Sevastopol. – September 7-13, 2014. – DOI: 10.1109/CRIMICO.2014.6959404. – Pp. 302-303.

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

134. Якименко, К.А. Моделирование гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, в программе Multisim / К.А. Якименко // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2015. – №17. – С. 17-21.

135. Якименко К. А. Частотное планирование гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС / К. А. Якименко //

Научный потенциал молодежи – будущее России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2014. – С. 445-446.

136. Ромашов, В.В. Разработка математического аппарата для частотного планирования гибридных синтезаторов частот / В.В. Ромашов, К.А. Якименко // Проектирование и технология электронных средств. – 2016. – №3. – С. 3-9.

137. Якименко, К.А. Реализация гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС, на интегральных микросхемах / К.А. Якименко // Научный потенциал молодежи – будущее России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2014. – С. 443-444.

138. Якименко, К.А. Проектирование гибридного синтезатора с использованием образов основной частоты цифрового вычислительного синтезатора / К.А. Якименко // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2014. – №1. – С. 29-34.

139. Якименко, К.А. Применение отладочных плат фирмы Analog Devices для исследования шумовых характеристик гибридного синтезатора частот / К.А. Якименко. А.Н. Докторов // Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 11-ой международной научной конференции / Владим. гос. университет; редкол.: А.Г. Самойлов (и др). – Владимир: ВлГУ. – 2015. – С. 237-240.

140. Ромашов, В.В. Математическая модель шумовых характеристик гибридного синтезатора частот, реализованного на современных интегральных микросхемах / В.В. Ромашов, К.А. Якименко // Радиолокационная техника: устройства, станции, системы РЛС-2015. Тезисы докладов Третьей Всероссийской научно-практической конференции АО «МЗ РИП». – Муром. – 9-10 июня 2015. – С. 33-34.

141. Ромашов, В.В. Программа моделирования шумовых характеристик гибридного синтезатора частот, работающего на образах основной частоты цифрового вычислительного синтезатора / В.В. Ромашов, К.А. Якименко //

Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2016614186 от 20.05.2016.

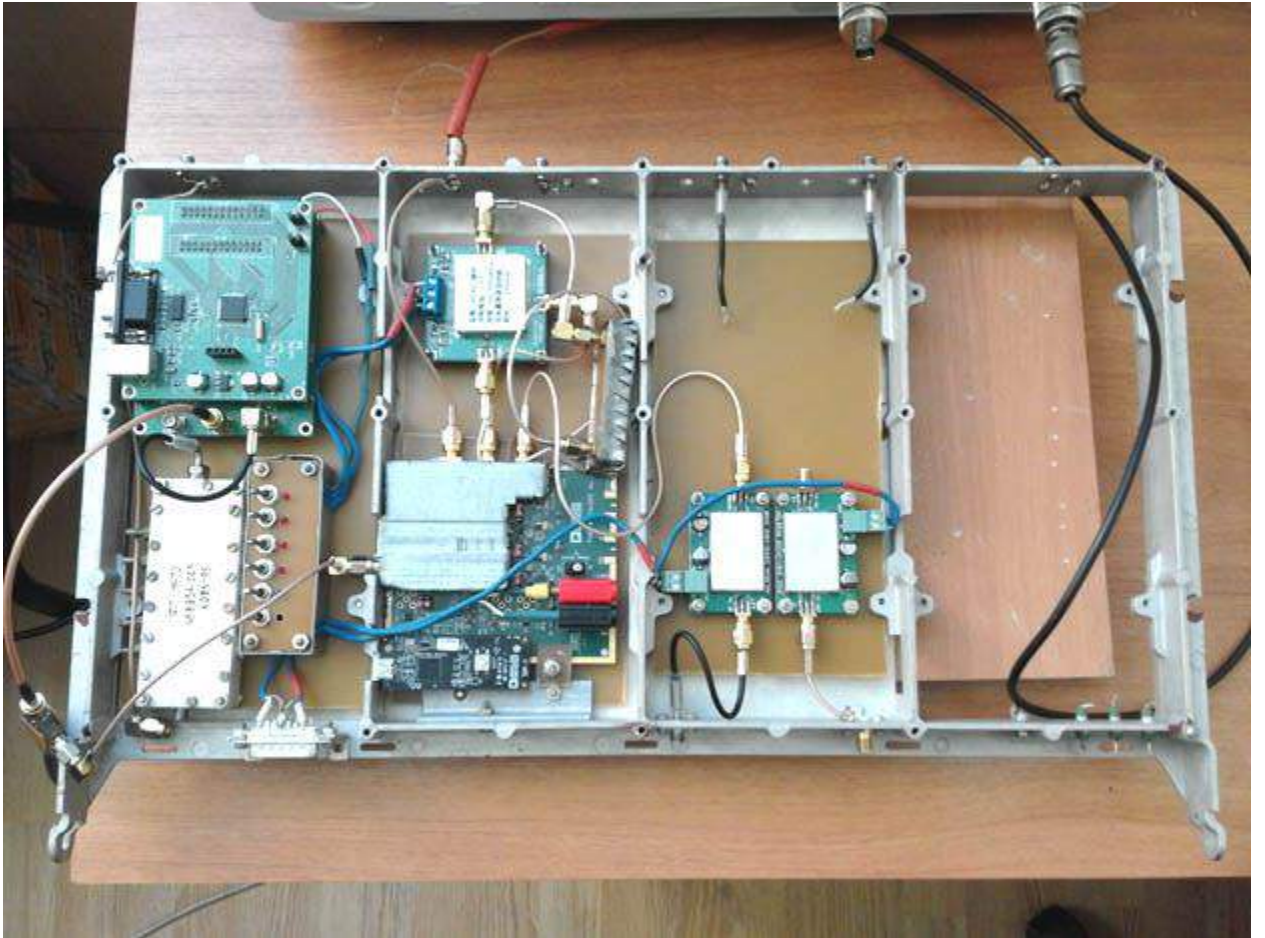
142. Ромашов, В.В. Программа моделирования шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот / В.В. Ромашов, К.А. Якименко // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2016614237 от 20.05.2016.

143. Agilent Spectrum Analysis Basic. – Agilent Technologies, Inc. – 2004. – 120 с.

144. Ромашов, В.В. Гибридный синтезатор частот с улучшенными спектральными характеристиками / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, К.А. Якименко, А.Н. Докторов // 7-я Всероссийская конференция «Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации». Сборник докладов. – Москва. – 25-27 октября 2017. – С. 150-155.

145. Ромашов, В.В. Гибридный синтезатор частот с улучшенными спектральными характеристиками / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, К.А. Якименко // Патент на полезную модель № 172814; заявл. 24.04.2017; опубл. 25.07.2017, Бюл. № 21.



**ПРИЛОЖЕНИЕ****П1. Фотография экспериментального стенда**

## П2. Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



**СВИДЕТЕЛЬСТВО**  
о государственной регистрации программы для ЭВМ  
**№ 2016614186**

**Программа моделирования шумовых характеристик гибридного синтезатора частот, работающего на образцах основной частоты цифрового вычислительного синтезатора**

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

Авторы: *Ромашов Владимир Викторович (RU), Якименко Кирилл Александрович (RU)*

Заявка № **2016611538**  
Дата поступления **26 февраля 2016 г.**  
Дата государственной регистрации  
в Реестре программ для ЭВМ **18 апреля 2016 г.**

*Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности*



*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2016614237

**Программа моделирования шумовых характеристик  
гибридных синтезаторов частот**

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

Авторы: *Ромашов Владимир Викторович (RU),  
Якименко Кирилл Александрович (RU)*



Заявка № 2016611645

Дата поступления 26 февраля 2016 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 19 апреля 2016 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев

## ПЗ. Патент на полезную модель

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 172814

**ГИБРИДНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ С  
УЛУЧШЕННЫМИ СПЕКТРАЛЬНЫМИ  
ХАРАКТЕРИСТИКАМИ**

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

Авторы: *Ромашов Владимир Викторович (RU), Ромашова Любовь Владимировна (RU), Храмов Константин Константинович (RU), Якименко Кирилл Александрович (RU)*

Заявка № 2017114254

Приоритет полезной модели 24 апреля 2017 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре полезных

моделей Российской Федерации 25 июля 2017 г.

Срок действия исключительного права

на полезную модель истекает 24 апреля 2027 г.

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*





#### П4. Акты внедрения результатов диссертационной работы

«УТВЕРЖДАЮ»

Первый заместитель директора  
Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО  
«Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича  
и Николая Григорьевича Столетовых»  
д.т.н., профессор А. Л. Жизняков



(подпись)

« 1 » февраля 2018 г.

**АКТ**

об использовании результатов диссертационной работы Якименко К. А.  
«Гибридные синтезаторы частот с низким уровнем фазовых шумов»,  
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 Якименко К. А.  
внедрены в учебный процесс кафедры радиотехники:

– материалы диссертационной работы Якименко К. А. используются при  
чтении лекций по дисциплине «Цифровые синтезаторы частот» для  
магистрантов направления 11.04.01 «Радиотехника»;

– разработанный программный комплекс для частотного планирования  
гибридных синтезаторов частот и исследования их шумовых характеристик  
(свидетельства о регистрации №2016614186, №2016614237) используется при  
проведении лабораторных работ по дисциплине «Цифровые синтезаторы  
частот», «Математическое моделирование радиотехнических устройств и  
систем» для магистрантов направления 11.04.01 «Радиотехника».

Начальник учебного отдела

Т. Н. Педя

Заведующий кафедрой радиотехники,  
д-р технических наук, профессор

В. В. Ромашов

Заведующий лабораториями кафедры радиотехники

П. Г. Синев

«УТВЕРЖДАЮ»

Технический директор  
АО «Муромский завод  
радиоизмерительных приборов»  
А. К. Мошнин



«05.» февраля 2018 г.

**АКТ ВНЕДРЕНИЯ**

результатов диссертационной работы  
Якименко Кирилла Александровича

«Гибридные синтезаторы частот с низким уровнем фазовых шумов»,  
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 Якименко К.А., а именно:

- структурная схема гибридного синтезатора на основе ФАПЧ и цифрового вычислительного синтезатора с пониженным на 18 дБн/Гц уровнем фазовых шумов за счет применения копий спектра (образов) основной частоты цифрового вычислительного синтезатора (патент на полезную модель №172814) и математическая модель шумовых характеристик данного гибридного синтезатора;
- программный комплекс для частотного планирования гибридных синтезаторов частот и исследования их шумовых характеристик (свидетельства о регистрации №2016614186, №2016614237) использованы на предприятии при проведении НИОКР при разработке формирователей сигналов разрабатываемых радиосистем.

Главный конструктор

Н.В. Лаптев

Заместитель главного конструктора

Д. Д. Богатов