

АО "Научно-производственная фирма "Микран"
ФГБОУ ВО "Томский государственный университет систем
управления и радиоэлектроники"

На правах рукописи



Горевой Андрей Викторович

МАЛОМОЩНЫЕ ИСТОЧНИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ СВЧ
ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

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

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор физико-математических наук, профессор
Задорин Анатолий Семенович

Томск – 2017

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1 Современное состояние техники синтеза СВЧ.....	9
1.1 Обзор архитектур синтезаторов СВЧ.....	9
1.1.1 Прямые методы синтеза.....	11
1.1.2 Косвенный синтез с ФАПЧ.....	13
1.1.3 Прямой цифровой синтез.....	14
1.2 Критерии эффективности синтезаторов частот.....	15
1.3 Противоречия между критериями эффективности в синтезаторах частот	18
1.4 Комбинированный синтез.....	24
1.5 Генераторы ВЧ и СВЧ.....	27
1.5.1 Колебательный контур.....	29
1.5.2 Кварцевый резонатор.....	29
1.5.3 Резонатор на ПАВ.....	31
1.5.4 Резонаторы на отрезках длинных линий.....	32
1.5.5 Объемные резонаторы.....	32
1.5.6 Резонаторы на эффекте ферромагнитного резонанса.....	34
1.5.7 Линии задержки.....	35
1.5.8 Активные элементы генераторов и схемы их построения.....	36
1.6 Заключение.....	36
ГЛАВА 2 Основные соотношения для расчета частот и спектров фазовых шумов в источниках ВЧ и СВЧ.....	39
2.1 Определение характеристики спектра фазовых шумов генератора. Модель Лисона.....	39
2.2 Некоторые способы снижения фазовых шумов генератора.....	41
2.3 Модель для расчета фазовых шумов на выходе синтезатора с цифровой ФАПЧ.....	44
2.4 Учет влияния сигма-дельта модулятора.....	47
2.5 Введение преобразования частоты в обратной связи ФАПЧ.....	48
2.6 Соотношения частот в синтезаторах.....	49
2.7 Заключение.....	56
ГЛАВА 3 Результаты экспериментов и их обсуждение.....	57
3.1 Малошумящий генератор 4 ГГц.....	57

3.2	Синтезатор частот с малым шагом перестройки по частоте.....	63
3.3	Малозумящий октавный синтезатор частот 5-10 ГГц.....	69
3.4	Генераторы ВЧ и СВЧ.....	74
3.4.1	Генераторы на коаксиальных керамических резонаторах	75
3.4.2	Октавные ГУН	75
3.4.3	ЖИГ-генератор	76
3.4.4	Кварцевые генераторы	77
3.4.5	Генераторы на дисковых керамических , дисковых диэлектрических, ПАВ резонаторах и оптических линиях задержки	79
3.5	Заключение	80
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	82
	Список литературы.....	85
	Список публикаций	93
	Приложение А.....	98
	Приложение Б	101
	Приложение В.....	102

Светлой памяти первого научного руководителя

д.ф.-м.н. Григория Наумовича Глазова

К глубочайшему сожалению автора ушел из жизни доктор физико-математических наук, главный научный сотрудник АО "НПФ "Микран" Григорий Наумович Глазов – научный руководитель диссертационной работы, осуществлявший свои функции практически до ее полного завершения.

Григорий Наумович predetermined судьбу автора, стать специалистом в области генераторов и синтезаторов ВЧ и СВЧ, предложив, тогда еще студенту третьего курса РТФ ТУСУР, в 2004 году работать лаборантом в отделе Информационно-измерительных систем молодого ООО "НПФ "Микран".

На протяжении всего времени совместной работы коллектив отдела, выросшего впоследствии в департамент, и всей фирмы Микран связывали с Григорием Наумовичем исключительно теплые и дружеские отношения.

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Современные перестраиваемые источники гармонических сигналов СВЧ с высоким качеством спектра являются сложными системами с высоким энергопотреблением и стоимостью. В ряде измерительных приборов и систем они являются "лидерами" по указанным параметрам. Для функционирования приемных и передающих трактов измерительных приборов, в том числе с непрерывным сканированием по частоте, вполне достаточно мощностей непрерывных СВЧ сигналов единицы-десятки милливольт (то есть маломощных). При этом энергопотребление источника может составлять единицы-десятки ватт, а КПД составлять доли процента. Новые решения в области синтеза частот и генерирования гармонических сигналов СВЧ могут значительно упростить конструкцию многих радиоэлектронных систем или улучшить их технические характеристики или снизить их стоимость, сделать их маломощными в смысле малого энергопотребления (энергоэффективными). Поэтому поиск таких решений является актуальной задачей.

В настоящее время основным способом формирования непрерывных сигналов СВЧ с высокой степенью фазовой стабильности является синтез частоты с помощью петли цифровой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), обеспечивающей минимальное энергопотребление, простоту и удобство использования. Последнее обязано большому распространению специализированных микросхем, включающих практически все элементы петли ФАПЧ: делители частоты опорного сигнала, частотно-фазовый детектор (ЧФД), стабилизируемый генератор, управляемый напряжением (ГУН), схемы управления, контроля и индикации работоспособности системы.

Характерными особенностями цифровой ФАПЧ, ограничивающими ее использование в чистом виде в разработке высококачественных источников СВЧ для измерительной техники являются:

- 1) шум ЧФД, на 20-30 дБ превалирующий над шумом опорного сигнала в пределах полосы пропускания петли ФАПЧ в области критичных для многих приложений отстроек от несущей 1...1000 кГц;
- 2) наличие сильных помех от работы дробного делителя частоты в обратной связи, призванного обеспечить малый шаг перестройки по частоте, а также помех от биеквивалентных гармоник опорного сигнала и сигнала ГУН;
- 3) инерционность при перестройке частоты сигнала ГУН из-за наличия фильтрующего низкие частоты элемента в канале управления частотой ГУН, значительно усиливающаяся при попытках подавления указанных выше помех путем снижения полосы пропускания петли ФАПЧ.

Попытки нивелировать указанные особенности приводят к комбинированному синтезу, зачастую реализующему преобразование частоты в обратной связи ФАПЧ и приводящему к росту энергопотребления и стоимости системы синтеза частоты в разы. В отношении настольных высококачественных и, соответственно, дорогих приборов такой исход зачастую приемлем в силу отсутствия альтернатив. В случаях относительно недорогих приборов общего применения, а также портативных, это может быть неприемлемым и в результате значительно ограничить уровень их характеристик.

Таким образом, существует потребность в выработке компромиссных решений синтеза частоты, позволяющих при умеренном росте энергопотребления и сложности значительно улучшить электрические параметры выходного сигнала. В условиях миниатюризации радиотехнических систем, устройств и измерительной техники это может дать существенный положительный эффект.

Цель диссертационной работы

Развитие техники синтеза частоты в целях улучшения некоторых электрических характеристик синтезаторов, а также снижения их энергопотребления, сложности и стоимости для модернизации или разработки измерительных приборов и систем.

Задачи диссертационной работы:

1. разработка метода синтеза частоты с ФАПЧ, обеспечивающего значительное снижение шага перестройки по частоте при значительном подавлении помех от работы составных частей ФАПЧ и при умеренном росте энергопотребления;
2. модификация метода синтеза частоты с преобразованием частоты обратной связи ФАПЧ с целью исключения влияния характера гармонического состава и снижения паразитных просачиваний дополнительных сигналов на выход системы при сохранении качества спектра фазовых шумов;
3. поиск способов генерирования сигнала гигагерцового диапазона частот с уровнем фазовых шумов ниже, чем у современных высокочастотных опорных кварцевых ге-

нераторов, при использовании относительно низкодобротных резонаторов для перспективных разработок сверхмалощумящих синтезаторов частот.

4. разработка линейки генераторов ВЧ и СВЧ на резонаторах различных типов.

Методы исследований

В диссертационной работе приведены результаты теоретического исследования, полученные с использованием методов теории автоматического регулирования, статистической радиотехники, а также приведены результаты натурных испытаний действующих образцов устройств и систем.

Научная новизна

1. Впервые рассмотрено использование делителя СВЧ с сигма-дельта модулятором в качестве альтернативы микросхеме прямого цифрового синтезатора частот для формирования сигнала, перестраиваемого по частоте с малым шагом.

2. Впервые предложено использование делителя СВЧ с сигма-дельта модулятором для формирования сигнала опорной частоты для синтезатора с ФАПЧ, работающего в гигагерцовом диапазоне частот с целью существенного уменьшения шага перестройки по частоте при сохранении качества спектра выходного сигнала.

3. Впервые разработана модель, подтверждающая, что при расчете спектра фазовых шумов выходного сигнала синтезатора частот с ФАПЧ можно ограничиться учетом фазовых шумов частотно-фазового детектора, управляемого генератора и источника сигнала делителя СВЧ с сигма-дельта модулятором.

4. Впервые предложено и рассмотрено нестандартное решение по формированию опорного сигнала синтезатора частот с ФАПЧ с преобразованием частоты в обратной связи путем деления частоты выходного сигнала с целью исключения влияния характера гармонического состава и значительного снижения просачивания на выход системы дополнительного сигнала для преобразования частоты.

5. Впервые разработана модель, подтверждающая, что спектр фазовых шумов выходного сигнала описанной выше системы при больших коэффициентах деления выходной частоты ведет себя аналогично обыкновенной схеме с преобразованием частоты.

Практическая значимость

1. При использовании современных малопотребляющих микросхем ФАПЧ с сигма-дельта модуляторами для формирования сигналов опорной частоты основной петли ФАПЧ можно получить шаг перестройки по частоте не более 1 Гц до частот 20 ГГц при сохранении качества спектра выходного сигнала на уровне, определяемом основной ФАПЧ.

2. Использование описанного подхода позволяет строить малопотребляющие сверхширокополосные синтезаторы частот и измерительные генераторы сигналов на их основе до 20 ГГц.

3. С помощью АПЧ с дискриминатором на дисковом керамическом резонаторе можно построить малошумящий источник гигагерцового диапазона частот с качеством спектра не хуже кварцевого генератора, умноженного по частоте, для использования в перспективных конструкциях синтезаторов частот и РЛС.

4. Практические рекомендации и предложения диссертационной работы, а также пять патентов автора на изобретение, полезную модель и на промышленный образец фактически используются при разработках малошумящих автогенераторов и синтезаторов частот АО "НПФ "Микран".

Достоверность полученных результатов обеспечивается корректностью применения математического аппарата при получении аналитических выражений, а также натурными испытаниями, результаты которых согласуются с результатами, полученными по аналитическим выражениям и экспериментальными исследованиями, проведенными другими авторами.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. С использованием относительно низкодобротных керамических дисковых резонаторов можно построить опорный генератор СВЧ 4 ГГц с качеством спектра не хуже кварцевого термостатированного кварцевого генератора, умноженного по частоте до 4 ГГц;

2. Использование преобразования частоты дробного делителя частоты с сигма-дельта модуляцией вверх с помощью умноженного по частоте опорного кварцевого генератора для формирования опорного сигнала ФАПЧ позволяет получить герцовую перестройку частоты до 20 ГГц, существенно экономить в энергопотреблении по сравнению с применением прямого цифрового синтезатора и сохранить уровень фазовых шумов выходного сигнала, обеспечиваемый микросхемой выходной ФАПЧ на отстройках выше 1 кГц;

3. В схемах синтезаторов частот с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ использование выходного сигнала для формирования опорного путем деления его частоты может обеспечить уровень фазовых шумов минус 125 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 7 ГГц.

Апробация результатов диссертации

Основные результаты диссертационной работы были представлены на "24, 25, 26 международных Крымских конференциях СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", "11, 12 международных научно-практических конференциях "Электронные средства и системы управления", Всероссийских научно-технических конференциях студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР 2006, 2008, 2012-2017";

Действующие образцы устройств демонстрировались на выставках РадЭл 2013-2016 Санкт-Петербург, U-NOVUS 2014 Томск, Productronica 2015 Munich, European Microwave Week 2016 London.

Публикации

По теме диссертационной работы опубликовано 36 работ, из них:

- монография "Управляемые генераторы СВЧ";
- 3 статьи в научных журналах (Доклады ТУСУР, Труды НИИР), включенных в перечень рецензируемых научных журналов и изданий ВАК;
- 3 публикации в изданиях, индексируемых в Scopus.
- 1 статья в зарубежном журнале, индексируемом в Scopus,
- 1 патент на изобретение, 3 патента на полезную модель, 1 патент на промышленный образец,
- 3 статьи в нерецензируемых отраслевых журналах,
- 20 докладов в сборниках конференций.

Личный вклад автора

Все результаты работы получены автором лично или при его непосредственном участии. Разработка математических моделей, описывающих спектры фазовых шумов и соотношения частот в синтезаторах, выполнена лично автором. Разработка архитектуры синтезаторов частот, проведение экспериментов выполнены автором лично.

Моделирование микрополоскового устройства возбуждения бегущей волны в дисковом резонаторе с модами "шепчущей галереи" и эксперименты с ним выполнены совместно с А.А. Лукиной.

Разработка модели, описывающей спектр фазовых шумов в малошумящем генераторе со стабилизирующим керамическим резонатором, выполнена на основе результатов, полученных Д.П. Царапкиным, Н. Штином в рамках работ с дисковыми резонаторами, возбуждаемыми модами с большим азимутальным и низкими радиальным и аксиальным индексами (модами "шепчущей галереи"). Эксперименты с генератором выполнены автором лично.

ГЛАВА 1 Современное состояние техники синтеза СВЧ

В данной главе приводится обзор современных способов построения источников СВЧ, к которым относятся автогенераторы и более сложные системы – синтезаторы частот. В зависимости от задачи источником зондирующих сигналов или сигналов-переносчиков информации может быть простой автогенератор, как это бывает в радиолокации, так и сложный управляемый цифровым способом сверхширокополосный синтезатор частот. Причем оба типа источников связаны входимостью одного в другой. Автогенераторы являются неотъемлемой частью синтезаторов частот, в значительной степени, определяющей уровень характеристик последних. Владение подходами к построению и оптимизации обоих типов источников подчас может дать синергетический эффект в достижении выдающихся результатов по совокупности технических характеристик конечного изделия, что было подтверждено при выполнении ряда смежных с диссертационной работ.

1.1 Обзор архитектур синтезаторов СВЧ

Синтезатор частот (СЧ) – это система, преобразующая одну или несколько опорных частот в выходную частоту из некоторого дискретного множества (называемого сеткой частот) в соответствии с внешним сигналом управления [1]. Совокупность технических приемов, реализующих указанное преобразование называется методом синтеза. В общем случае, преобразование частот опорных сигналов нелинейно по отношению к их форме, но линейно по отношению к их частотам и описывается простыми дробями, как будет показано далее. Стоит также отметить, что, преимущественно, выходные частоты больше опорных, часто – в десятки и сотни раз.

В качестве очевидных архитектурных решений СЧ можно взять, например, деление частоты цифровыми делителями, умножение частоты на диодах или транзисторах, преобразование частоты на смесителях с последующей фильтрацией полезных продуктов преобразования (см. рисунок 1.1). Указанные методы относятся к группе прямых [1] в том смысле, что опорные сигналы претерпевают "прямое" преобразование своей формы для получения сигнала нужной частоты на выходе.

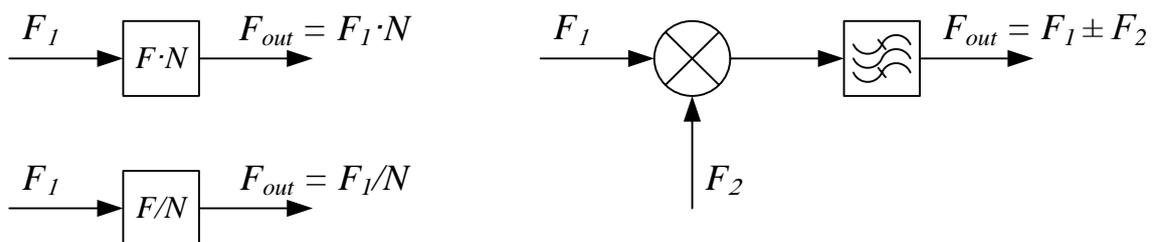


Рисунок 1.1 – Схемы, иллюстрирующие прямые методы синтеза (слева-направо, сверху-вниз): умножения частоты, преобразования частоты, деления частоты.

Метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), широко применяемый в настоящее время, является единственным косвенным методом синтеза [2-4]. В данном случае в СЧ присутствует дополнительный относительно нестабильный источник выходного сигнала, стабилизируемый по частоте относительно опорного цепью обратной связи (см. рисунок 1.2). В системе присутствует фазовый дискриминатор и фильтр сигнала управления стабилизируемого генератора.

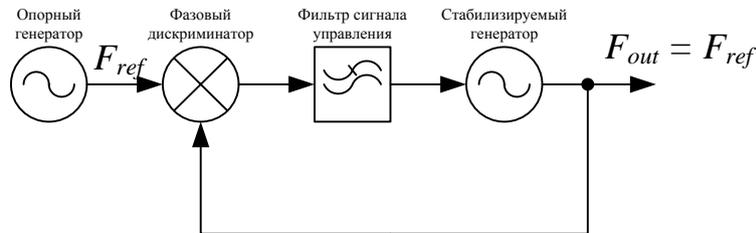


Рисунок 1.2 – Схема типовой петли ФАПЧ косвенного синтеза частоты

Еще один интересный метод, завершающий картину современных методов синтеза частоты – метод прямого цифрового синтеза (ПЦС, англоязычная аббревиатура – DDS, direct digital synthesis) [3-5]. Данный метод использует подход цифрового конструирования синусоидальной формы выходного сигнала, как функции фазы колебания в соответствующий момент времени (см. рисунок 1.3).

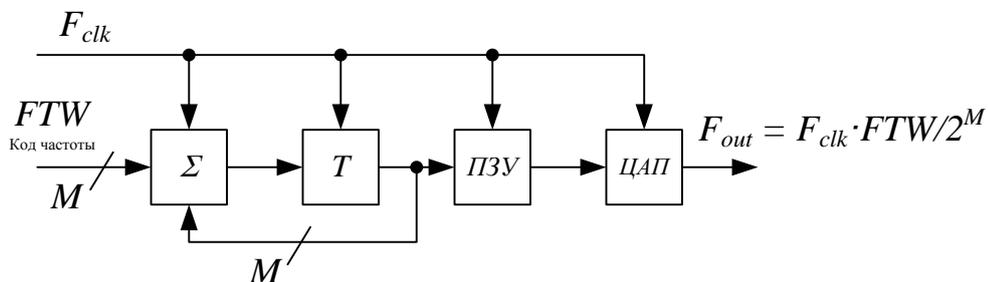


Рисунок 1.3 – Схема прямого цифрового синтезатора

В системе присутствует цифровой интегратор фазы и преобразователь текущего значения фазы в напряжение сигнала. Скорость нарастания фазы (то есть, частота) подается в виде параллельного цифрового кода FTW на вход интегратора. Приведение "цифровой" частоты в натуральный масштаб происходит с помощью тактового сигнала с частотой F_{clk} .

На рисунке 1.4 приведена графическая классификация указанных методов с добавлением нового метода комбинированного синтеза [3]. Дело в том, что для каждого отдельного метода характерен свой собственный набор достоинств и недостатков. Чаще эти недостатки у разных методов слабо пересекаются и комбинирование различных методов синтеза позволяет не только их нивелировать, но и усилить достоинства. Забегая вперед, стоит сказать, что большинство современных выдающихся

ся синтезаторов строится исключительно с применением комбинированного синтеза.

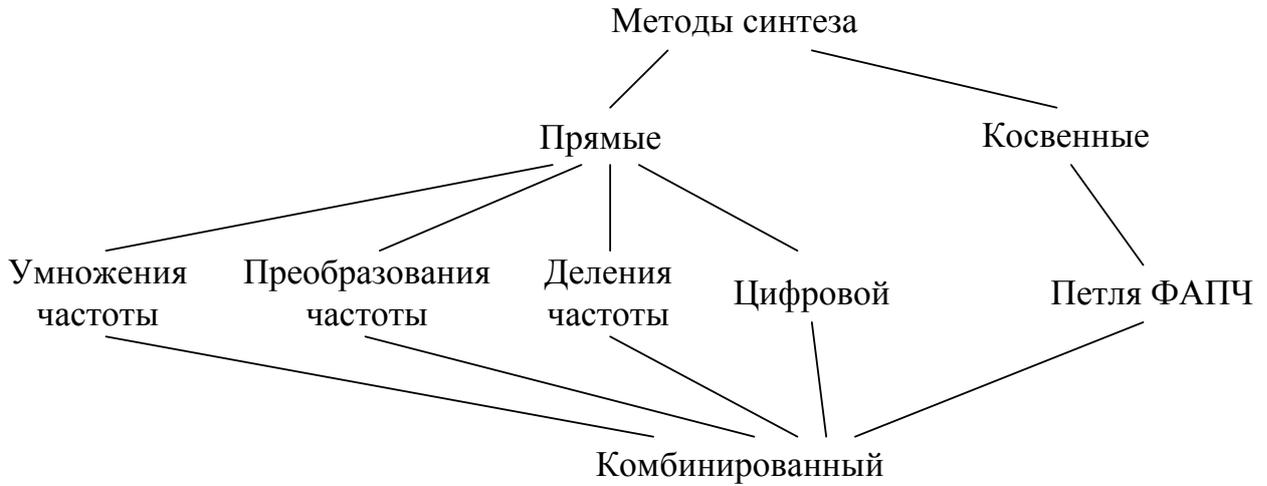


Рисунок 1.4 – Классификация методов синтеза [3]

1.1.1 Прямые методы синтеза

Рассмотрим подробнее прямые методы синтеза: деление, умножение и преобразование частоты. Данные методы выполняют простые арифметические операции с опорными частотами: умножение/деление и сложение/вычитание.

Реализация деления частоты в настоящее время выполняется цифровыми делителями частоты, обеспечивающими достаточную энергетiku выходного сигнала. На сегодняшний день доступен широкий выбор программируемых и фиксированных делителей частоты до 40 ГГц. Как таковой, данный метод не находит применения в чистом виде, так как не обеспечивает равномерную перестройку частоты при смене коэффициента деления. Шаг перестройки бывает очень большим при малом коэффициенте деления и снижается при его увеличении.

Умножение частоты выполняется на нелинейных устройствах: диодах, транзисторах, логических элементах с последующей фильтрацией полезной гармоника (см. рисунок 1.5). В настоящее время доступны умножители частоты различной кратности до частот в десятки гигагерц в виде корпусированных и бескорпусных гибридных и монолитных интегральных схем. Кроме того доступны и дискретные диоды и транзисторы для построения умножителей частоты различной кратности на разные частоты.

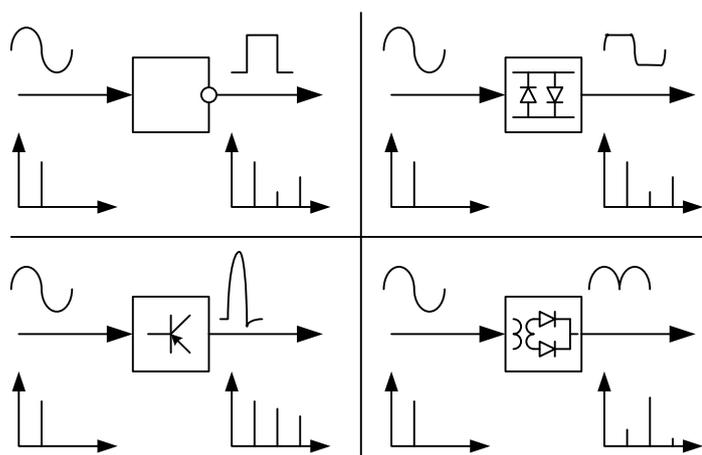


Рисунок 1.5 – Примеры умножителей частоты

Умножители частоты невысокой кратности (от двух до пяти-семи) чаще строятся на диодах с различным включением в зависимости от четного или нечетного номера полезной гармоники. Для таких умножителей характерен невысокий коэффициент преобразования обратно пропорциональный номеру гармоники [6]. Именно поэтому у таких умножителей невысокая кратность – для "упятерителей" частот метрового диапазона длин волн коэффициент преобразования составляет минус 24...20 дБ [7].

Высокая кратность умножения при умеренных коэффициентах преобразования достигается на транзисторных или варакторных умножителях частоты (диоды с накоплением заряда, ДНЗ, англ. SRD), а также на нелинейных линиях передач [8, 9] – так называемых генераторах гармоник (ГГ). При коэффициентах преобразования минус 30 дБ вполне достижимы кратности умножения до 30-35 с помощью простых варикапов. На рисунке 1.6 показаны схема и спектр сигнала на выходе такого ГГ, реализованного на печатной плате [10].

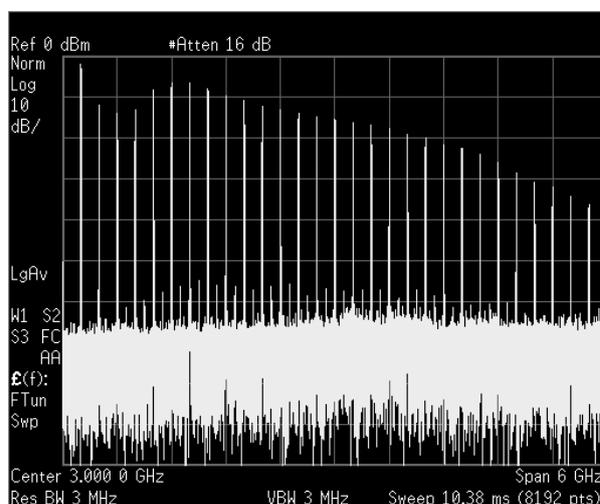
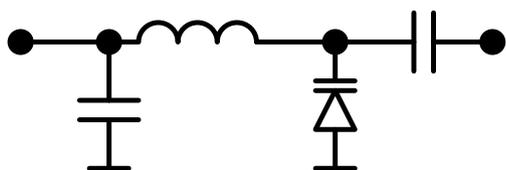


Рисунок 1.6 – Схема и спектр сигнала на выходе ГГ

В монолитном исполнении достигаются гораздо более высокие частоты [9]. Аналогичные результаты были получены с применением транзисторных ГГ, в кото-

рых транзистор работает в ключевом режиме с резонансной нагрузкой будучи нормально закрытым.

Преобразование частоты на смесителях – это один из основных методов синтеза, позволяющий производить операции сложения и вычитания частот [3, 11]. Будучи нелинейным устройством, любой смеситель кроме полезных продуктов (суммы и разности частот) дает и побочные. Среди них: прямое прохождение исходных сигналов на выход и комбинационные составляющие высших порядков. Данные продукты могут быть нежелательными в спектре выходного сигнала, особенно если попадают в окрестность несущей [12]. В данном случае может потребоваться, как минимум, изменение режима работы смесителя или, как максимум, изменение исходных частот при условии сохранения постоянства выходной частоты. Наконец, если одна частота перестраивается в широких пределах, то выбор диапазона перестройки и частоты второго источника значительно осложняется из-за изменяющегося положения побочных продуктов. Скорее всего, некоторые из них попадут в полезную полосу частот и единственным способом борьбы с ними будет изменение режима работы смесителя. С ростом порядка побочного продукта его уровень снижается. Дополнительно этот уровень можно снизить, если увеличить отношение амплитуд преобразуемых сигналов. В остальном, частоты сигналов выбирают так, чтобы продукты низших порядков были далеко за пределами полезной полосы частот и их легко можно было подавить фильтром [3].

В настоящее время существует множество полезных инструментов для планирования частот при их преобразовании, начиная от номограмм [1, 13] и заканчивая специализированным программным обеспечением.

Что касается элементной базы, то зачастую производители сами подробно характеризуют свои изделия, в том числе, и уровни комбинационных составляющих при определенных режимах работы смесителя. Это существенно облегчает частотное планирование. Сейчас доступно множество различных смесителей с выдающимися характеристиками до частот в десятки гигагерц.

1.1.2 Косвенный синтез с ФАПЧ

Пожалуй, на сегодняшний день этот метод самый распространенный благодаря своей экономичности и простоте [3, 4]. Смысл метода сводится к стабилизации частоты относительно нестабильного источника выходного сигнала более стабильным по частоте опорным источником с помощью дискриминатора и цепи обратной связи. Чтобы указанные частоты различались, выходную частоту делят в цепи обратной связи с переменным программируемым коэффициентом деления (см. рисунок 1.7).

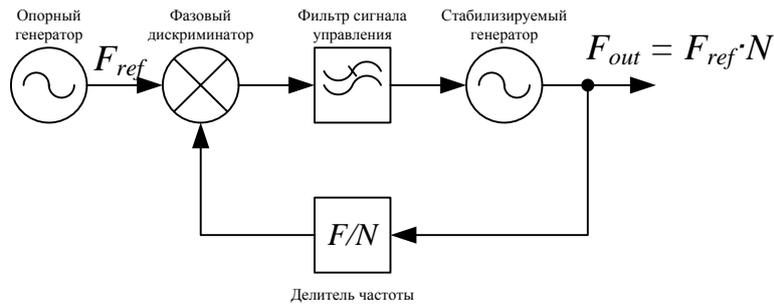


Рисунок 1.7 – Схема ФАПЧ с делением частоты в обратной связи

Изначально функцию фазового дискриминатора (ФД) выполнял смеситель, но потом перешли к импульсным частотно-фазовым детекторам (ЧФД), так как смеситель обеспечивает крайне узкую полосу захвата частоты, в отличие от теоретически бесконечной у некоторых импульсных ФД [14]. В конце концов, применение цифровых устройств в составе современной ФАПЧ позволило разместить синтезатор почти полностью внутри небольшой интегральной схемы в пластиковом корпусе поверхностного монтажа размером 4x4 мм, как это сделано в MAX2871 фирмы Maxim Integrated или LMX2594 фирмы Texas Instruments.

Развитию данного метода посвящено множество отечественных и зарубежных работ [3, 14-30]. В настоящее время, данный метод бурно развивается отчасти благодаря сопутствующему развитию микроэлектроники. В составе одной микросхемы уже размещаются не только основные элементы системы, но и дополнительные блоки, расширяющие функциональные возможности.

1.1.3 Прямой цифровой синтез

Данный метод основан на использовании полностью цифровой техники и ЦАП. Синтезатор представляет собой цифровой интегратор (в некоторой литературе называется фазовым аккумулятором [5]) входного кода частоты, преобразователь текущего значения фазы в синус (ПЗУ) и ЦАП, преобразующий цифровой отсчет синуса в аналоговую форму. Суммирование данных в интеграторе, преобразование фазы в отсчет и затем – в напряжение происходит в один момент времени задаваемый внешним тактовым сигналом. Воспроизведение полного периода выходного сигнала происходит за несколько тактов входного сигнала. Таким образом, выходная частота всегда ниже тактовой (не более 40% тактовой), что на практике не всегда является преимуществом [3]. С другой стороны, в такой системе есть возможность почти мгновенной и с экстремально малым шагом перестройки частоты, что является несомненным преимуществом. В последние год-два прямые цифровые синтезаторы стремительно развиваются, наращивая тактовую частоту с 1 до 3,5 ГГц (AD9912 фирмы Analog Devices).

1.2 Критерии эффективности синтезаторов частот

Синтезатор частот, как сложная система, выполняющая определенную функцию, характеризуется набором параметров и характеристик, определяющих его эффективность по отношению к его аналогам.

В порядке практической значимости и взаимосвязи это [3, 4]:

1. диапазон частот и шаг перестройки частоты;
2. характеристики спектральной чистоты выходного сигнала: спектр фазовых шумов и побочных спектральных составляющих;
3. время перестройки частоты;
4. энергопотребление;
5. стоимость;
6. масса и габариты;
7. чувствительность к внешним факторам;
8. мощность выходного сигнала;
9. уровень гармоник, субгармоник и комбинационных составляющих.

По определению, синтезатор воспроизводит сигнал некоторой частоты, соответствующей внешней команде. Команда представляет собой цифровой код, варьируемый в некоторых пределах, а значит и частота должна меняться в соответствующих пределах с некоторым шагом, определяемым системными требованиями. Например, количеством частотных каналов системы [3, 14, 33].

Спектр фазовых шумов и побочных спектральных составляющих определяет качество сигнала с точки зрения стабильности частоты. Фазовый шум характеризует случайные отклонения фазы выходного сигнала от прямой линии, а побочные спектральные составляющие – детерминированные и периодические, характеризуемые частотой повторения. Первая характеристика обуславливает форму сплошного спектра в непосредственной близости к несущей, вторая – наличие дискретных составляющих [3, 33]. Процессы паразитной случайной и детерминированной фазовой модуляции сигнала синтезатора оказывают значительное влияние на характеристики радиотехнических систем. Тут показателен пример квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). Поведение созвездия при наличии фазовой нестабильности выражается в небольших его поворотах вокруг центра. Наибольшее отклонение испытывают угловые и близкие к ним точки. При наращивании количества точек созвездия при заданной степени фазовой стабильности приведет к попаданию дальних от центра точек на места соседних, а значит, к символьным ошибкам при демодуляции (см. рисунок 1.8).

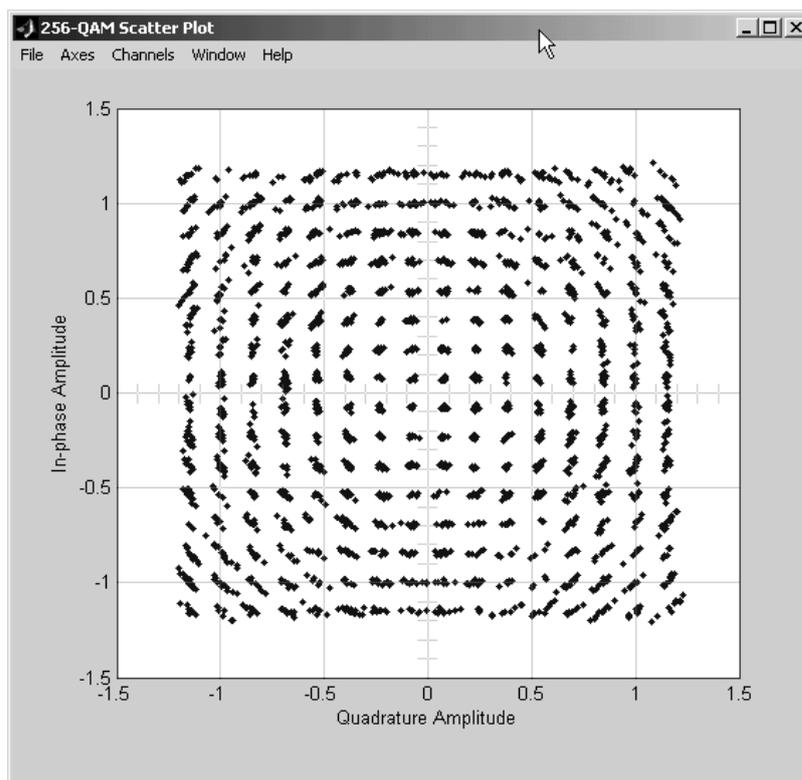


Рисунок 1.8 – Влияние шумов несущей на созвездие КАМ-256

Многочисленные измерения показывают, что фазовые шумы составляют мельчайшую долю в суммарной энергии сигнала. Для их характеристики пользуются спектральной плотностью мощности (СПМ) фазовых шумов (ФШ) в одностороннем спектре несущего колебания [33, 34]. СПМ ФШ является функцией отстройки от несущей и в данной работе обозначается $S_{\varphi}(f)$ (в других источниках фигурирует $L(f)$). СПМ ФШ выражается, как мощность шума, сосредоточенного в полосе 1 Гц на заданной отстройке от несущей, отнесенная к полной мощности несущей. Размерность СПМ ФШ – дБн/Гц. Иногда пользуются величиной децибел по отношению к радиану в полосе 1 Гц – дБрад/Гц, что совпадает с дБн/Гц при малых уровнях фазового шума [33-35].

Альтернативой фазовому шуму является характеристика девиации Аллана – двухвыборочное среднеквадратическое значение разности частот колебания на некотором интервале [34, 35]. Данная мера качества спектра и стабильности частоты выходного сигнала оказывается удобнее фазового шума на больших временах наблюдения. Изменение частоты на больших интервалах намного больше величины обратной их длительности и расчет спектра фазового шума при индексе стохастической фазовой модуляции превосходящем единицу затруднен.

Время перестройки частоты характеризует время реакции системы на поступившую новую команду частоты. Исходная и целевая частотные точки могут занимать произвольное положение по отношению друг к другу и реальное время перестройки может быть меньше указанного, если они рядом. Кроме того, система

управления синтезатором должна обработать поступившую команду, чтобы соответственно сконфигурировать внутренние блоки синтезатора. Иногда, время обработки команды намного больше времени перехода самого синтезатора с одной точки на другую. Временным характеристикам перестройки частоты синтезатора уделяется большое внимание при разработке сканирующих панорамных измерительных приборов и систем автоматического контроля на производственных линиях на их основе. Уровень примерно десятилетней давности оценивался в 100 мкс при перестройке между двумя произвольными точками [3]. Допустим, прибор производит поточечное измерение частотной характеристики в более чем октавном диапазоне частот. Для этого используются, например, 501 точка. Суммарное время переходных процессов составит 50 мс. Если принять, что время накопления отсчетов и вычислений намного меньше, то на экране прибора информация будет обновляться с частотой около 20 кадров в секунду. Вполне комфортный режим.

Рассмотрим более серьезный случай – прибор встроен в автоматическую систему контроля параметров на производственной линии, например, конденсаторов. При круглосуточной работе система контроля пропустит через себя 1,728 млн. компонентов. В одно электронное устройство (компьютер, смартфон и т.п.) входит, условно, тысяча конденсаторов. Таким образом, будет произведено всего 1728 устройств. Учитывая разнообразие электронных устройств и численность населения планеты, вывод очевиден. Конечно, производитель компонентов не один и процесс контроля можно "распараллелить" на несколько систем, но куда дешевле и надежнее может оказаться применение одной быстрой системы, чем нескольких медленных. Видимо, следует ожидать ужесточения требований ко времени перестройки частоты на несколько порядков. Конкретных цифр в открытых источниках найти не удастся. Производители измерительного оборудования идут по пути последовательного улучшения характеристик. НПФ "Микран" в этом смысле придерживается той же линии. Хотя в данной работе вопросы получения экстремально быстрой перестройки частоты не рассматриваются и смещены на второй план. Время перестройки, обеспечиваемое синтезатором с типовой петлей ФАПЧ, оптимизированной под минимум среднеквадратического отклонения фазы, часто укладывается в 100 мкс и принимается достаточным.

Чувствительность к внешним воздействующим факторам характеризует восприимчивость параметров выходного сигнала к электрическим, механическим и климатическим воздействиям: изменению параметров питания, вибрации, изменению температуры и давления. Кроме того, это могут быть внешние электромагнитные поля, радиация. Наибольшее внимание уделяется частоте и мощности. Как правило, чувствительность выражается в предельных отклонениях указанных параметров в заданном диапазоне воздействия или в коэффициенте пропорциональности, связывающем амплитуду воздействия с отклонением параметра.

Мощность, уровень гармоник, субгармоник и комбинационных составляющих не имеет той степени важности, как предыдущие параметры, так как их недостаточный уровень может быть легко скомпенсирован достаточно простыми решениями типа дополнительных усилителей и фильтров [3].

Формулирование требований к качеству синтезатора частот в измерительном приборе отталкивается от области применения и может иметь разные акценты: максимальное качество спектра при ослабленных требованиях к энергопотреблению, минимальное энергопотребление при умеренном качестве спектра, а также компромиссные варианты, когда немного поступаются энергопотреблением ради улучшения качества спектра или шага перестройки по частоте. Конкретный уровень характеристик может зависеть от соотношения между необходимостью занять какую-либо рыночную нишу и ресурсов, обеспечивающих этот уровень. Многие начинают зависеть от маркетинговых исследований, стоящих немалых денег.

В качестве первой отправной точки в данной работе взята типовая петля ФАПЧ, которая обеспечивает в среднем наилучший уровень СПМ фазового шума минус 126-120 дБн/Гц в зависимости от модели микросхемы; указанное выше время переключения частоты на уровне 100 мкс; уровень помех дискретного спектра минус 70 дБн и ниже, но ограниченный снизу шаг перестройки по частоте на уровне сотен килогерц из-за нарастания помех дискретного спектра при его снижении. В дальнейшем рассматриваются варианты улучшения параметров перестройки частоты, не ухудшающем указанный уровень характеристики, при умеренном росте энергопотребления.

В качестве второй отправной точки рассматривается система, обеспечивающая высочайшее качество спектра сигнала и параметров перестройки при сниженных требованиях к энергопотреблению и сложности – на основе петли ФАПЧ с преобразованием частоты в обратной связи.

1.3 Противоречия между критериями эффективности в синтезаторах частот

Критерии эффективности связаны друг с другом. Зачастую попытки улучшить один параметр или характеристику приводят к ухудшению одного или нескольких других. Процесс разработки любого синтезатора сопровождается сложным выбором между несколькими противоборствующими факторами. Рассмотрим основные достоинства и недостатки упомянутых методов синтеза.

Метод умножения частоты, использующий ГГ и перестраиваемый фильтр для выделения нужной гармоники, по своим свойствам обеспечивает перестройку частоты с шагом равным опорной частоте. Уровень фазового шума полезной гармоники пропорционален квадрату коэффициента умножения и уровню фазового шума

опорного сигнала. Уменьшение шага перестройки требует снижения опорной частоты, а значит, увеличения коэффициента умножения для той же выходной частоты. Таким образом, повышается уровень фазового шума полезной гармоник и снижается ее мощность на выходе ГГ. Снижение мощности ведет к необходимости применения усилителя на выходе системы, а значит, повышения энергопотребления и цены. Наконец, значительное снижение опорной частоты требует более избирательных и более дорогих фильтров для подавления нежелательных гармоник.

Преобразование частоты требует нескольких опорных частот, примерно в том же количестве, что и выходных. В свою очередь, появляется необходимость в избирательных фильтрах на выходе преобразователя частоты. А это означает удорожание синтезатора. Фазовый шум на выходе синтезатора равен сумме шумов сигналов на входе преобразователя частоты [1, 3].

Преобразование частоты, как и умножение, реализуются исключительно аналоговыми средствами и очень трудоемки в разработке и производстве. В отличие от них, современные косвенный и прямой цифровой синтез находятся в значительном выигрыше.

Для косвенного синтеза существуют аналогичные противоречия. При изменении коэффициента деления частоты в обратной связи на единицу изменение выходной частоты стабилизируемого генератора будет равно опорной частоте. Фильтр сигнала дискриминатора, определяющий время переходного процесса частоты при ее перестройке, должен иметь полосу пропускания намного меньше опорной частоты [14]. Необходимость снижения шага перестройки при той же выходной частоте требует снижения опорной частоты, а значит, уменьшения полосы пропускания фильтра сигнала дискриминатора, и повышения коэффициента деления, а значит, повышения уровня фазовых шумов выходного сигнала. И наоборот, снижение времени перестройки частоты или уровня фазовых шумов сигнала стабилизируемого генератора возможно за счет увеличения шага перестройки по частоте [14].

Прямой цифровой синтез занимает особое место, так как все ограничения на время, шаг перестройки частоты и уровень фазовых шумов не связаны друг с другом и зависят от возможностей цифровой микроэлектроники. Однако, для данного метода существует принципиальное ограничение по выходной частоте – не более половины тактовой частоты [5].

Таким образом, в рамках почти любого метода синтеза существует потенциально неразрешимое противоречие между несколькими параметрами. Разрешать его возможно внедрением каких-либо решений из других областей электроники или комбинированием нескольких разных методов синтеза.

Пожалуй, единственным методом, значительно продвинувшимся в части использования достижений в смежных областях, – это косвенный синтез. Существенным достижением стало использование частотно-фазового детектора (ЧФД) на элементах цифровой техники [14, 20, 21]. Таким образом, был расширен диапазон захвата частоты до теоретически бесконечного. Принцип работы ЧФД, состоящего из двух D-триггеров, иллюстрирует рисунок 1.9.

При больших разностях частот на входах, когда на один импульс на одном входе приходится несколько импульсов на другом (область 1), ЧФД находится почти все время в одном состоянии, выдавая длинный импульс тока в фильтр канала управления частотой генератора, затягивающий его частоту в непосредственную близость к опорной. Когда частоты близки, то на входах присутствуют по одному импульсу (область 2), и ЧФД выдает уже короткие импульсы тока длительностью равной временному рассогласованию между входными импульсами, подстраивая частоту стабилизируемого генератора. Когда частоты на входах уравниваются (область 3), ток в канал управления частотой не подается. В зависимости от временного положения импульсов на входе ЧФД становится либо источником, либо потребителем тока для фильтра в канале управления стабилизируемым генератором.

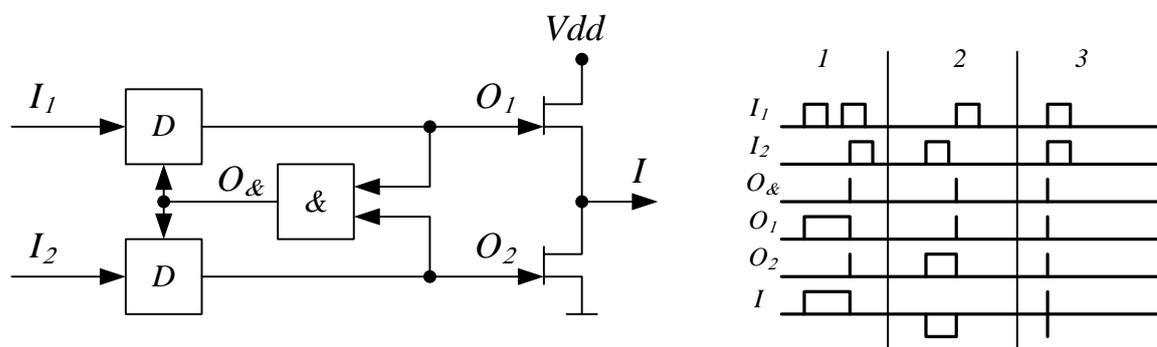


Рисунок 1.9 – Иллюстрация работы ЧФД

Следующим шагом в развитии косвенного синтеза стало внедрение дополнительной модуляции коэффициента деления в обратной связи по определенному временному закону. Если периодически переключать коэффициент деления между несколькими близкими значениями, то можно добиться среднего дробного значения коэффициента деления частоты [15, 36-40]. Конечно, это ведет к некоторому усложнению схемы в виде добавления цифрового блока модуляции, но, как показала практика, это вполне приемлемо для получения существенного снижения шага перестройки частоты при сохранении малых коэффициентов деления в обратной связи. Ярким и одним из первых представителей таких микросхем является ADF4153 фирмы Analog Devices, где шаг перестройки может быть в тысячи раз меньше опорной частоты, а выходная частота F_{out} связана с опорной простой дробью.

$$F_{out} = F_{ref} \cdot \left(INT + \frac{FRAC}{MOD} \right), \quad (1.1)$$

где F_{ref} – частота опорного сигнала;

INT – целая часть коэффициента деления частоты;

$FRAC$ – числитель дробной части коэффициента деления частоты;

MOD – знаменатель дробной части коэффициента деления частоты.

В сравнении с микросхемами ФАПЧ той же серии, но без модуляции, типа ADF4106, ADF4153 потребляет в среднем в два раза больше мощности.

Наличие периодичности в модуляции коэффициентом деления приводит к появлению так называемых "помех дробности" [14, 41-45] в выходном спектре на отстройках кратных F_{ref}/MOD . Ситуация усугубляется, когда MOD четный или кратен трем, и на отстройках в два-три раза меньше, чем F_{ref}/MOD появляются дополнительные спектральные составляющие [41, 43]. Если частота модуляции коэффициента деления (шаг перестройки) превосходит полосу пропускания петли ФАПЧ, то соответствующие спектральные составляющие эффективно подавляются, обеспечивая достаточно высокое качество спектра выходного сигнала. Если меньше, то качество выходного спектра существенно страдает. Таким образом, при описанном подходе не удастся получить шаг перестройки частоты меньше полосы пропускания петли ФАПЧ при относительно чистом спектре, а значит, ее нужно снижать, увеличивая инерционность системы. Тогда платой за малый шаг перестройки становится увеличение времени перестройки частоты, а также ухудшение спектра фазовых шумов, неочевидное на первый взгляд.

Дело в том, что оптимальная полоса пропускания петли ФАПЧ может выбираться как с точки зрения минимального времени переключения частоты при заданном минимальном шаге, так и с точки зрения минимума среднеквадратического отклонения фазы сигнала от прямой линии (минимума мощности фазовых шумов). Второй подход иллюстрируется рисунком 1.10.

Оптимальная полоса пропускания петли ФАПЧ определяется по пересечению характеристик СПМ ФШ стабилизируемого $S_{osc}(f)$ и опорного генератора $S_{ref}(f)$ (или ЧФД $S_{pfd}(f)$, в зависимости от того, какая больше) – рисунок 1.10 слева. Снижение полосы пропускания в угоду меньшему шагу перестройки приводит к появлению характерного "горба" фазовых шумов стабилизируемого генератора – рисунок 1.10 в середине. Увеличение полосы пропускания в угоду меньшему времени переключения частоты приводит к избыточному расширению шумовой полки ЧФД – рисунок 1.10 справа.

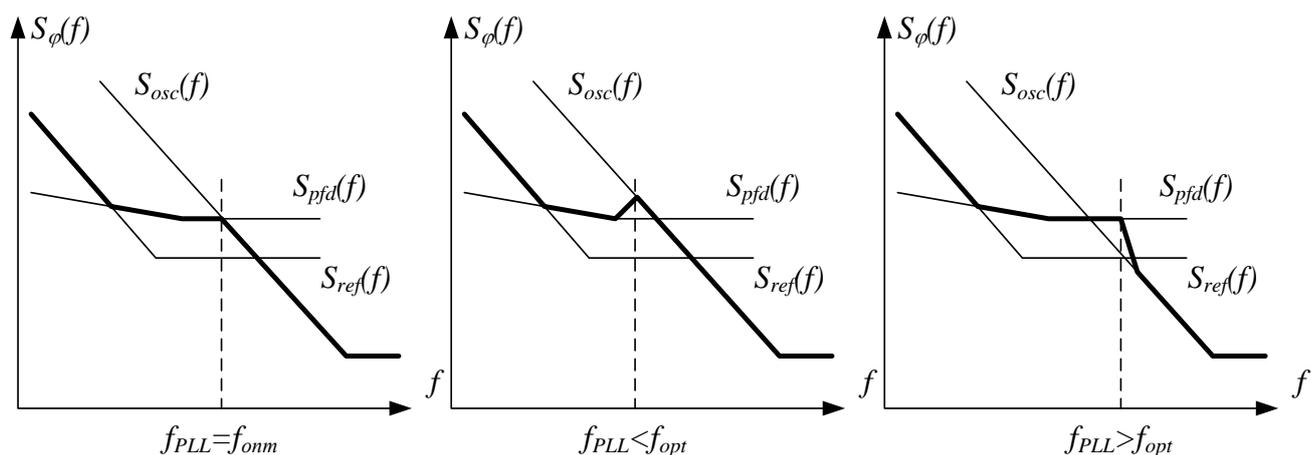


Рисунок 1.10 – К определению оптимальной полосы пропускания петли ФАПЧ

Таким образом, проблема снижения шага перестройки частоты при сохранении качества спектра выходного сигнала в косвенном синтезе была решена лишь отчасти.

Следующим шагом стало внедрение сигма-дельта модулятора в блок модуляции коэффициентом деления частоты. Такой подход позволил ввести шумоподобную дополнительную модуляцию, накладывающуюся на помехи дробности и практически полностью подавляющую их [46-53]. Несмотря на кажущуюся сложность, техническое решение было успешно воплощено в недорогой и доступной микросхеме НМС704LP4 и других компонентах. Это позволило наращивать знаменатель дроби (1.1) до величин, обеспечивающих микрогерцовую перестройку частоты, как это реализовано в микросхеме НМС984 фирмы Analog Devices. Обратной стороной решения стало появление дополнительного источника шума в системе, который нельзя не учитывать [54]. Наконец, использование высокоскоростной логики в составе микросхем ФАПЧ и естественное отсутствие кратности между опорной и выходной частотами приводит к появлению биений между ними в силу перекрестных связей внутри самой микросхемы. При достаточном отдалении выходной частоты от гармоники опорной частоты биения успешно подавляются фильтром сигнала управления частотой. Если разница между указанными частотами ниже полосы пропускания петли ФАПЧ, то помеха просачивается через канал управления частотой стабилизируемого генератора без изменений с последующим появлением побочных спектральных составляющих (так называемых, *integer boundary spur*) [55]. Уровень таких составляющих достигает минус 60-50 дБ по отношению к несущей, что может быть критическим для некоторых приложений. Таким образом, полоса пропускания петли ФАПЧ все еще остается лимитирующим фактором снижения шага перестройки. Сравнивая уже упомянутую микросхему ADF4153 с ADF4159, где уже размещен сигма-дельта модулятор, виден рост энергопотребления в два-три раза.

Рассмотрим простейшую шумовую модель петли ФАПЧ и три основных источника шума: стабилизируемый генератор (его шумы подавляются в пределах по-

лосы пропускания петли ФАПЧ и проявляются за ее пределами), опорный генератор и дискриминатор (их шумы проявляются в пределах полосы пропускания петли ФАПЧ и подавляются за ее пределами). В отношении цифровых ФАПЧ применяется линеаризованная модель, где дискриминатор работает в непрерывном времени, а не в дискретном, и эффекты дискретизации при некоторых условиях не рассматриваются. Стоит отметить, что этот подход применим при полосе пропускания петли ФАПЧ на порядок меньшей опорной частоты [14], когда дискретизация не вносит существенных фазовых искажений в работу системы.

Расчет спектра шумов системы основывается на теории автоматического регулирования и требует априорной информации о режимах работы и шумовых характеристиках элементов системы. Эмпирическая формула для расчета СПМ вносимого фазового шума ЧФД $S_{pfd}(f)$ в логарифмическом масштабе выглядит так [14]:

$$S_{pfd}(f) = A + 10 \lg \left(F_{ref} / 1 \text{ Гц} \right) + 20 \lg \left(INT + \frac{FRAC}{MOD} \right), \quad (1.2)$$

где A – некоторый шумовой параметр, характерный для данного ЧФД.

Шумовой параметр – это, скорее, характеристика технологии изготовления микросхемы, а вся формула может быть просто объяснена поведенческой моделью ЧФД. В состоянии захвата ЧФД не должен генерировать никаких импульсов на выходе. Однако присутствие флуктуаций в элементах ЧФД приводит к появлению коротких шумовых импульсов, проходящих через канал управления частотой (см. рисунок 1.13).

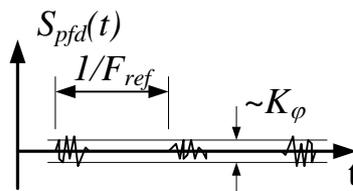


Рисунок 1.13 – сигнал на выходе ЧФД в состоянии захвата частоты ФАПЧ

Средняя интенсивность шума на выходе ЧФД оказывается пропорциональной частоте повторения импульсов – опорной частоте, крутизне дискриминационной характеристики, а также, качеству ЧФД, обусловленному технологией. Шум ЧФД пересчитывается в более удобный в расчетах вносимый фазовый шум путем нормировки относительно крутизны, таким образом, вносимый ЧФД фазовый шум оказывается зависим только от опорной частоты и технологии его изготовления [14].

Теперь если зафиксировать выходную частоту системы, то увеличение опорной частоты, с одной стороны, пропорционально увеличивает интенсивность шума на выходе ЧФД, а с другой, снижает коэффициент деления в обратной связи. При-

чем, второй снижается быстрее первого и общий уровень шума системы снижается (1.3):

$$S_{pfd}(f) = A + 20 \lg(F_{out}) - 10 \lg\left(\frac{F_{ref}}{1 \text{ Гц}}\right). \quad (1.3)$$

Таким образом, цифровая ФАПЧ сама стимулирует к повышению опорной частоты, дополнительно приводящему к прореживанию областей, где появляются указанные выше биения частот. Как показывает практика, уровень шума опорного сигнала [56] в настоящее время намного ниже шума вносимого ЧФД [57] – на 20-30 дБ, что дает основания утверждать, что современная цифровая ФАПЧ не способна реализовать шумовой потенциал опорных генераторов. В пересчете к 10 ГГц на отстройке 10 кГц от несущей опорный кварцевый генератор вполне способен дать уровень фазового шума минус 130 дБн/Гц, в то время как ЧФД ограничит этот уровень на минус 110 дБн/Гц.

Добавление сигма-дельта модулятора учитывается в виде дополнительного слагаемого в формуле для спектра шумов в виде известной формулы Миллера [54]. Наличие источника шума со спектральной плотностью мощности, растущей по мере отдаления от несущей ограничивает расширение полосы пропускания петли ФАПЧ.

Итак, будучи развитым методом синтеза, цифровая ФАПЧ все еще имеет ограничения по качеству выходного сигнала, обусловленному биениями сигналов не кратных частот, относительно высокому уровню вносимого ЧФД фазового шума и связанными с ними ограничениями полосы пропускания петли – избыточной инерционностью.

1.4 Комбинированный синтез

Следующим шагом к ослаблению противоречий между качеством спектра и параметрами перестройки частоты становится комбинированный синтез [3, 4]. Комбинированный синтез подразумевает сочетание нескольких разных методов, когда один из методов считается основным, а остальные используются в качестве "надстроек", нивелирующих его недостатки. Само по себе понятие комбинированного синтеза уже подразумевает наращивание сложности системы, а значит, ее стоимости и энергопотребления. Другими словами, комбинированный синтез является сравнительно радикальным решением, когда экономичность отходит на второй план. Цифровая ФАПЧ при всех улучшениях в виде модуляторов коэффициента деления в обратной связи, ЧФД и т.п. остается достаточно экономичным решением и это подтверждается огромным выбором соответствующих интегральных схем. Комбинированный же синтез требует в разы больших затрат.

Традиционно, в качестве основного метода выбирается косвенный, благодаря известному свойству узкополосной фильтрации опорного сигнала [1, 12, 28]. В качестве испытанных примеров комбинированного синтеза выступают:

- использование нескольких переключаемых опорных генераторов [58] или прямого цифрового синтезатора для формирования опорного сигнала цифровой ФАПЧ;
- введение преобразования частоты в обратной связи ФАПЧ с одновременным использованием прямого цифрового синтезатора для формирования опорного сигнала [3];
- умножение или деление частоты стабилизируемого генератора.

Прямые цифровые синтезаторы позволяют получать микрогерцовую перестройку частоты при высоком качестве спектра выходного сигнала. В то время как сама цифровая ФАПЧ не способна реализовать столь малый шаг перестройки частоты из-за описанных выше проблем с качеством выходного спектра, заполнить образующиеся пробелы в выходном диапазоне частот помогает прямой цифровой синтез.

Введение преобразования частоты в обратной связи и формирование опорного сигнала прямым цифровым синтезатором является наиболее эффективным способом улучшения качества спектра и шага перестройки по частоте (см. рисунок 1.14) [3].

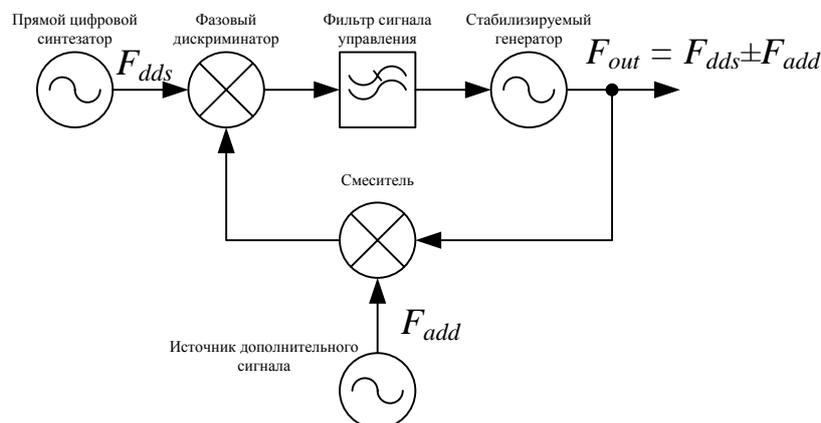


Рисунок 1.14 – Схема комбинированного синтезатора частот с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ

Введение преобразования частоты приводит к исключению делителя частоты в обратной связи, а значит, к существенному снижению вносимого ЧФД фазового шума. С другой стороны, в системе появляется дополнительный сигнал для преобразования частот, качество которого во многом определяет качество сигнала на выходе системы. Однако требования к формированию дополнительного сигнала не такие жесткие, как ко всей системе, благодаря применению прямого цифрового синтезатора в качестве опорного [3]. Иногда он способен обеспечить требуемый диапазон

перестройки частоты и тогда дополнительный сигнал должен иметь одну частоту, получаемую, например, умножением опорной. Если диапазона перестройки прямого цифрового синтезатора недостаточно, то дополнительный сигнал перестраивается с большими шагами величиной в один-два диапазона прямого цифрового синтезатора. Данный случай характерен для универсальной измерительной техники СВЧ и ему уделено наибольшее внимание. Учитывая, что качество спектра дополнительного сигнала практически полностью определяет качество спектра выходного сигнала в пределах полосы пропускания петли ФАПЧ, основное внимание в этой части уделяется именно построению источника дополнительного сигнала. Фактически, требуется строить еще один синтезатор и, часто, маломощный. Задача значительно упрощается, так как от него требуется генерировать лишь несколько частот. Тем не менее, эта задача не имеет однозначного решения. Один из подходов – применение ГТ опорного сигнала с выбором нужной гармоники с помощью дополнительной ФАПЧ (см. рисунок 1.15а). Второй подход – применение ГТ дополнительного опорного синтезатора с относительно узкой полосой перестройки, а нужную гармонику фильтрует основная ФАПЧ (см. рисунок 1.15б) [12].

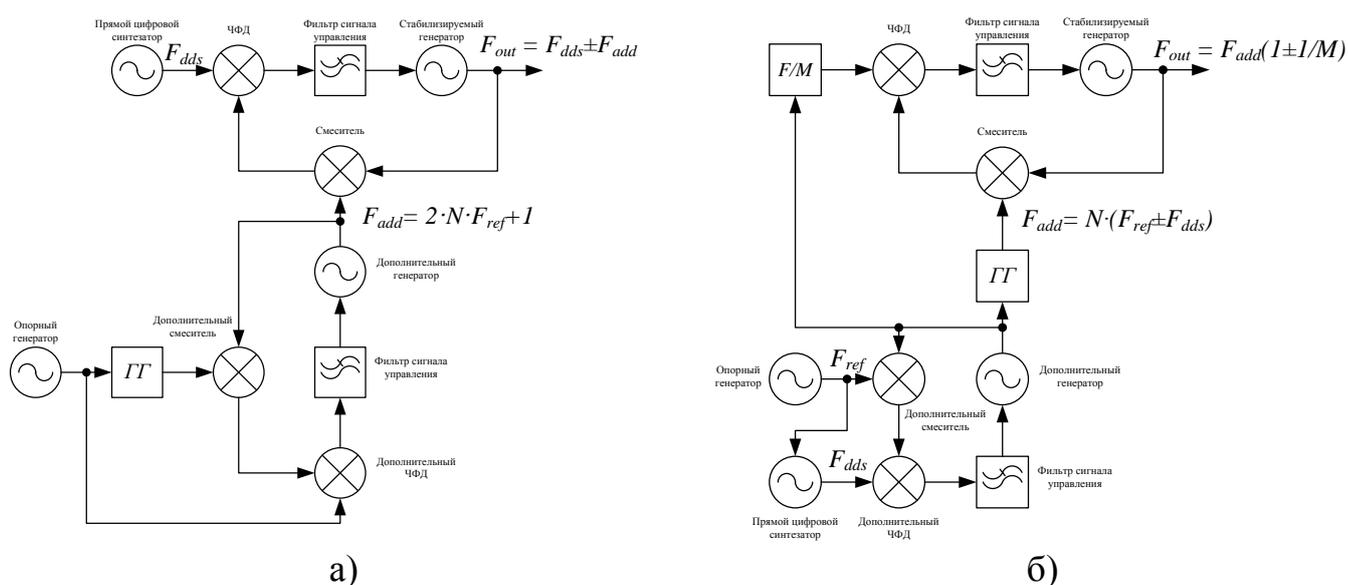


Рисунок 1.15 – Иллюстрация типовых подходов к формированию дополнительного сигнала для преобразования частоты в обратной связи ФАПЧ

Первый подход позволяет получить меньший уровень фазовых шумов, но просачивание побочных гармоник на выход системы приводит к появлению локализаций мощных побочных спектральных составляющих на частотах кратных опорной. Второй подход исключает их наличие, так как выходная частота кратна частоте опорного синтезатора, но требует изощренных решений в достижении приемлемого уровня фазовых шумов. Диапазон частот опорного синтезатора оказывается в относительно низкочастотной области. Первый подход применен в серийных синтезаторах Г7М-04/20/40 Микран и имеет указанные проблемы в октаве 1-2 ГГц с интервалом 50 МГц. Второй подход применен в достаточно сложных в производстве и настройке первых гетеродинах анализатора спектра СК4М-18/50 Микран.

Умножение или деление частоты стабилизируемого генератора – это способ значительного расширения диапазона выходных частот синтезатора сверх того, что способен воспроизвести сам генератор. Деление часто оказывается выгоднее, так как исключает появление субгармоник и необходимость их фильтрации, а также технически проще в силу большого выбора микросхем программируемых делителей частоты [59].

Качество спектра выходного сигнала синтезатора, несомненно, важная его характеристика. В разработке измерительной техники высокого класса ей уделяется большое внимание. Как было показано выше, его улучшение напрямую связано с ростом стоимости, энергопотребления и сложности в производстве и настройке. В отношении приборов с качеством и ценой пониже, особенно, портативных с описанными проблемами мирятся в силу занимаемого ценового сегмента. Ярким тому примером является почти полное отсутствие лабораторных генераторов с батарейным питанием или от распространенных компьютерных шин типа USB, одновременно реализующий полный набор функций полноценных настольных приборов с питанием от сети переменного тока. Очевидно, это должны быть очень экономичные устройства и интерес к такой продукции может быть повышенным, но задача построения таких устройств решена в отношении узкого круга устройств: измерителей мощности, анализаторов спектра с невысокими характеристиками по частотному разрешению и собственным шумам и помехам, генераторов СВЧ с невысокими возможностями по управлению частотой и мощностью. Полноценных измерительных генераторов с широкими возможностями по управлению и модуляциям и настолько экономичных практически нет. Во многом, это ограничивается уровнем элементной базы, то есть развитием микроэлектроники, а также отсутствием отработанных решений, подкрепленных соответствующими исследованиями.

1.5 Генераторы ВЧ и СВЧ

В данном разделе речь пойдет о генераторах, точнее, автогенераторах. Первый термин означает также и настольный измерительный прибор. Во избежание путаницы, подразумевая автогенератор дополнительно будет указываться тип резонатора (кварцевый генератор, ЖИГ-генератор) или сигнала управления частотой (генератор, управляемый напряжением, ГУН, генератор, управляемый током, ГУТ). Применительно к данному подразделу, генератор и автогенератор принимаются за одно и то же.

Важным элементом, во многом определяющим эффективность синтезатора частот является генератор или генераторы, примененные в нем (синтезаторе). Поскольку, в современном синтезаторостроении тон задает цифровая ФАПЧ, то классификация генераторов укладывается в две больших группы: опорных и стабилизируемых (управляемых). Причем независимо от конструкции и абсолютного уровня

характеристик, любой генератор может быть как опорным, так и управляемым. Это зависит от соотношения характеристик конкретных моделей генераторов предполагаемых к применению. Например, кварцевый генератор может быть опорным по отношению к генератору с резонатором на поверхностных акустических волнах (ПАВ), а также управляемым по отношению к другому более стабильному относительно низкочастотному кварцевому генератору.

Любой генератор – это система с положительной обратной связью, включающая усилитель, компенсирующий потери мощности в генераторном кольце, и цепь обратной связи влияющая на параметры генерируемого сигнала (частоту, отчасти, уровень фазовых шумов). Основные условия возникновения генерации – это баланс амплитуд и баланс фаз [6, 60].

Тип цепи обратной связи определяет классификацию генератора. Это может быть какой-либо резонатор (кварцевый, коаксиальный (КР), дисковый диэлектрический (ДР) или линия задержки (оптическая или СВЧ). Возникновение колебаний с линией задержки (в идеале, пропускающего неограниченный диапазон частот) наводит на мысль, что оно вовсе не связано с частотно-селективными свойствами элемента обратной связи, как это может показаться на первый взгляд. Его причины кроются в другом.

Тепловой шум на выходе усилителя проходит через цепь обратной связи и, благодаря приобретенным фазовым искажениям, будучи усиленным сложится с исходным с различными фазовыми соотношениями. В точке баланса фаз сложение произойдет синфазно, а по мере удаления от нее результат сложения будет все меньше. Проходя циклически по генераторному кольцу, исходный тепловой шум сформирует узкополосный шумовой процесс – уже знакомый гармонический сигнал с амплитудным и фазовым шумом [60, 61]. Благодаря эффекту насыщения усилителя, амплитудный шум по интенсивности намного ниже фазового [35]. Скорость подавления спектральных компонент при отдалении от точки баланса фаз определяется крутизной ФЧХ в этой точке. В случае резонатора, крутизна ФЧХ – немонотонная функция с максимумом на резонансной частоте. Таким образом, при неточной балансировке фаз в генераторном кольце можно получить более широкую спектральную линию генератора. Применение линии задержки не имеет такой особенности, но имеет гораздо большее количество нулей ФЧХ (а не один, если не учитывать моды высших порядков и паразитные) – точек баланса фаз в пределах диапазона частот работы усилителя [60].

В настоящее время доступен широкий выбор резонаторов ВЧ и СВЧ для построения генераторов [57]. Все они работают на разных эффектах (пьезоэффект, гиромагнитный резонанс, резонанс токов и напряжений и т.п.) и на разных частотах. Для сравнения резонаторов различных типов удобнее пользоваться произведением

резонансной частоты на собственную добротность (т.н. потенциал резонатора [61]). На практике чаще отталкиваются от рабочих частот и добротностей по отдельности [57] (см. рисунок 1.16).

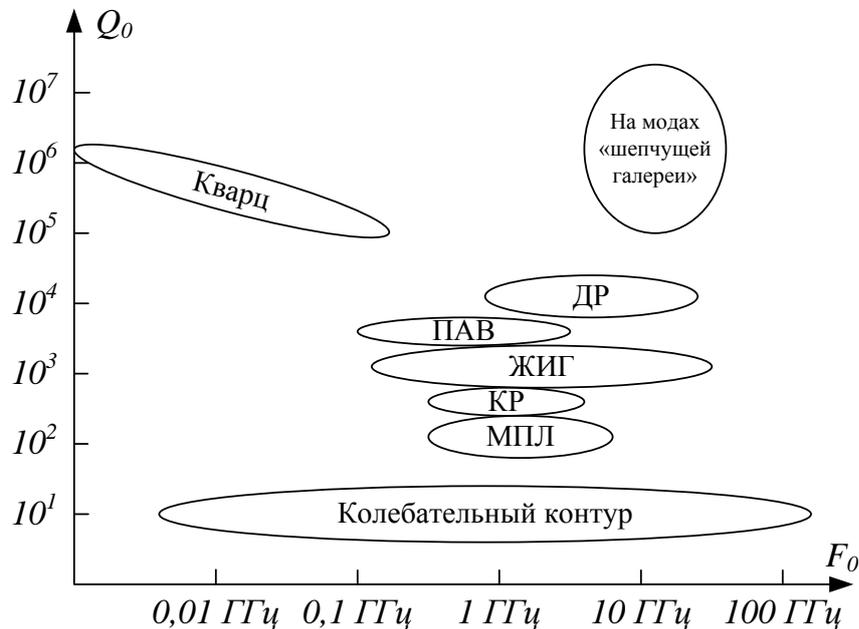


Рисунок 1.16 – Классификация резонаторов по частоте и добротности [57]

1.5.1 Колебательный контур

Самым широко распространенным типом резонатора является простой колебательный контур. Он имеет простейшую конструкцию, наименьшую стоимость и способен работать до десятков гигагерц [62]. Однако, добротность колебательного контура самая низкая. Данный тип резонатора легко трансформируется в перестраиваемый по частоте путем полной или частичной замены емкости варикапами. Перестройка частоты выполняется напряжением, а генератор становится управляемым напряжением (ГУН). Диапазон перестройки таких ГУН может достигать октавы [63].

1.5.2 Кварцевый резонатор

Еще один распространенный тип резонатора – кварцевый. Благодаря своей высокой температурной и долговременной стабильности частоты данный тип прочно удерживает позиции эффективного резонатора для построения опорных генераторов и стандартов частоты. По уровню стабильности частоты кварцевые генераторы условно разделяются в порядке ее роста на тактовые (самый дешевый вариант без термостабилизации и коррекции частоты), управляемые (есть возможность подстройки частоты и ее стабилизации ФАПЧ), термокомпенсированные и термостатированные [64-67]. По мере повышения стабильности частоты применяются и резонаторы с различными свойствами. Уровень стабильности частоты и добротность резонатора определяется ориентацией кристаллографических осей относительно гра-

ней резонаторной пластины, т.н. типом среза. Существует множество различных типов срезов (см. рисунок 1.17) [68].

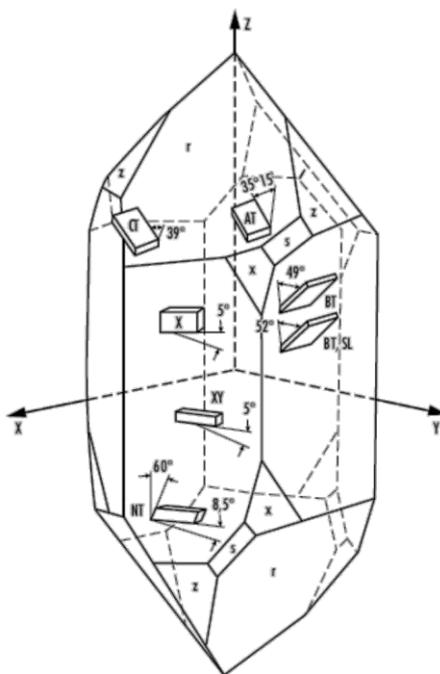


Рисунок 1.17 – Ориентация срезов различных типов относительно кристаллографических осей кварца

Самый распространенный тип АТ имеет температурно-частотную характеристику (ТЧХ) в виде кубической параболы с перегибом в точке 25 градусов Цельсия. Конкретная реализация ТЧХ определяется дополнительными угловыми отклонениями от кристаллографических осей [69].

Второй распространенный тип резонаторов – с SC-срезом (stress-compensated) применяется в термостатированных генераторах. Форма ТЧХ у таких резонаторов та же, что и у АТ, но со смещенным перегибом в область высоких температур, так, что левый экстремум ТЧХ попадает в область 80-90 градусов, на которую настраивается термостат. Такие резонаторы отличаются повышенной долговременной стабильностью. В отличие от АТ-среза, срез SC имеет паразитные (нестабильные в температуре) моды А и В с активностью, превышающей рабочую моду С (см. рисунок 1.18) [70]. Наличие таких мод требует применения дополнительных схемотехнических решений для их подавления.

По мере роста резонансной частоты кварцевый элемент уменьшается и ухудшаются добротность и долговременная стабильность частоты. Обойти этот эффект позволяет работа на нечетных механических гармониках [69]. В современных доступных изделиях часто применяются резонаторы, работающие на 3 или 5 механических гармониках обоих срезов.

Для кварцевых резонаторов характерно наличие собственного шума и амплитудно-фазовой конверсии, выражающейся в изменении резонансной частоты в зави-

симости от уровня рассеиваемой в нем мощности [71]. Наличие собственных шумов порой приводит к существенному разбросу шумовых характеристик генераторов одинаковой конструкции.

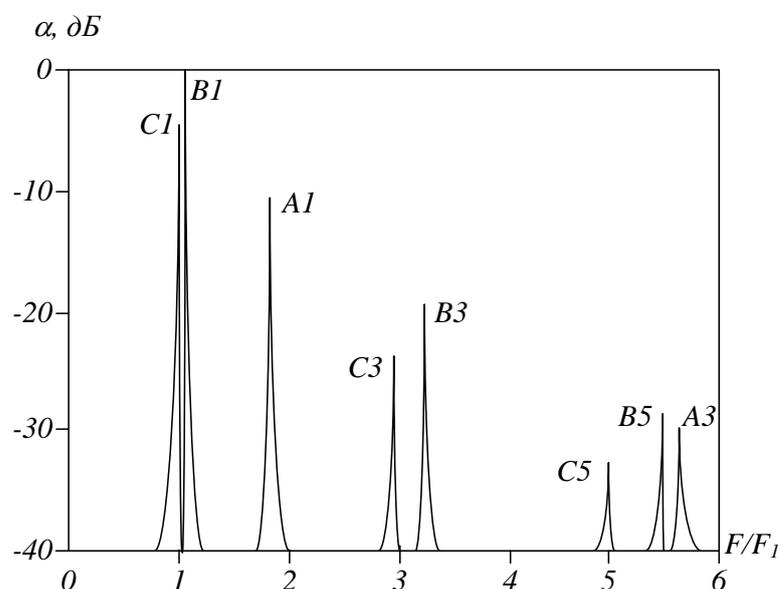


Рисунок 1.18 – Спектр мод кварцевого резонатора с SC-срезом. Нормирован к наиболее активной моде B1. Буква обозначает тип моды, цифра – номер гармоники [70]

На сегодняшний день доступны кварцевые генераторы с уровнем фазовых шумов на отстройке 10 кГц от несущей 100 МГц до минус 180-170 дБн/Гц независимо от типа применяемого среза [56]. Температурная нестабильность нетермостатированных кварцевых генераторов достигает уровня 10^{-7} , а термостатированных – на два три порядка меньше. Долговременная нестабильность частоты, выражаемая старением резонатора и остальных элементов генератора, достигает 10^{-8} для термостатированных [67] и 10^{-7} для нетермостатированных генераторов [66]. Частоты генераторов на практике редко превосходят 200 МГц.

1.5.3 Резонатор на ПАВ

Еще один резонатор, работающий на пьезоэффекте – резонатор на ПАВ. В отличие от кварцевых, частоты ПАВ-резонаторов достигают единиц гигагерц, но добротности ниже на один-два порядка. Аналогично кварцевым, частота ПАВ-резонаторов термозависима. ТЧХ описывается параболой с максимумом в точке 25 градусов Цельсия и квадратичным коэффициентом около $-0,032 \cdot 10^{-6}/K^2$. Существуют еще резонаторы на квази-ПАВ (в зарубежной литературе – surface transverse waves, STW) с повышенной добротностью [72]. На фоне существенной термочувствительности долговременные изменения частоты из-за старения резонатора на уровне $3-10 \cdot 10^{-5}$ практически незаметны. Аналогично кварцевым, ПАВ-резонаторы обладают собственным шумом и амплитудно-фазовой конверсией [73].

Характерный уровень фазовых шумов генераторов с такими резонаторами составляет минус 140 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 1 ГГц при перестройке частоты достаточной для ее стабилизации ФАПЧ [73].

1.5.4 Резонаторы на отрезках длинных линий

На практике такие резонаторы встречаются в виде микрополосковых или коаксиальных линий. Отрезки могут быть короткозамкнутыми на конце (электрическая длина линии в четыре раза ниже резонансной длины волны) или иметь холостой ход (электрическая длина линии в два раза ниже резонансной длины волны). Микрополосковые резонаторы могут быть выполнены в производственном цикле изготовления печатной платы и потому очень дешевы. Коаксиальные резонаторы (см. рисунок 1.19) СВЧ выполняются с заполнением керамикой, реализуя максимальную добротность в несколько сотен.

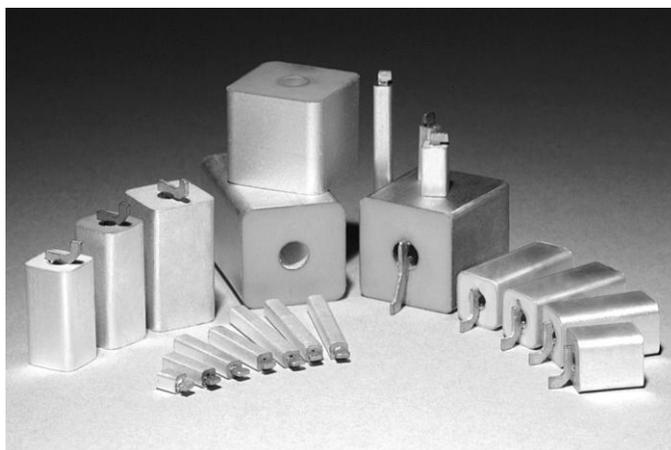


Рисунок 1.19 – Внешний вид керамических коаксиальных резонаторов

Современные возможности изготовления керамических материалов позволяют варьировать их диэлектрическую проницаемость и ее температурный коэффициент. В первом случае, это позволяет экономить занимаемый резонатором объем, а во втором, делать его термокомпенсированным. Рабочие частоты резонаторов превосходят 5 ГГц и ограничиваются технологическими возможностями для изготовления минимального сечения линии, позволяющего избежать появления паразитных мод [74].

Характерный уровень фазовых шумов таких резонаторов составляет минус 110 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 3,5 ГГц при минимальной перестройке частоты около 20-40 МГц (например, генераторы фирм Z-Communications, Crystek Corp.).

1.5.5 Объемные резонаторы

Среди резонаторов данного типа хорошо известны объемные металлические (параллелепипед или цилиндр), дисковые керамические, дисковые диэлектрические,

использующие эффект "шепчущей галереи". В основном, это резонаторы сантиметрового-миллиметрового диапазона длин волн, так как их размеры сравнимы с резонансной длиной волны и для обеспечения компактных размеров удобнее работать именно там. В коммерческих приложениях чаще встречаются только дисковые керамические резонаторы – в приемных конверторах спутникового телевидения. Традиционно, это единственный дешевый тип резонаторов на частоты в десятки гигагерц и к тому же с умеренно высокой добротностью (см. рисунок 1.20).



Рисунок 1.20 – Внешний вид дисковых керамических резонаторов (ДР)

Однако, чтобы реализовать добротность резонатора, нужно поместить его в экран размерами в три-пять раз больше [75], что неизбежно приведет к появлению паразитных мод и необходимости их подавления. Во многих конструкциях типа упомянутых конверторов это не распространено. Типичный уровень добротности резонаторов составляет 8 тысяч на частоте 4-5 ГГц, а уровень фазовых шумов соответствующих генераторов – минус 140 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей.

Объемные металлические резонаторы наиболее громоздки и применяются чаще в исследовательских целях [76] в силу высоких требований к качеству обработки поверхностей, существенно влияющего на добротность.

Дисковые диэлектрические резонаторы на модах с высокими азимутальными и низкими радиальными и аксиальными индексами – "шепчущей галереи" уникальны тем, что реализуют добротности сравнимые с кварцевыми но на частотах на два порядка выше (см. рисунок 1.21) [61].

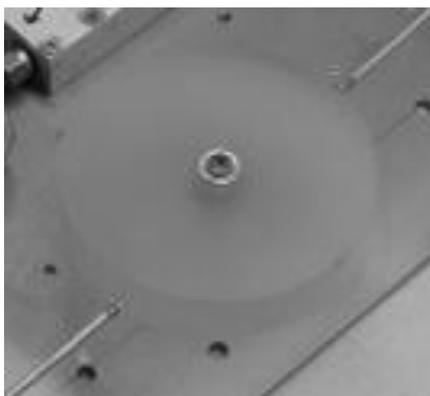


Рисунок 1.21 – Фото дискового диэлектрического резонатора

Для изготовления таких резонаторов используются монокристаллические лейкосапфир (до 10-20 ГГц) или кварц (выше 20 ГГц), имеющие экстремально низкие объемные потери [61, 77]. В сочетании с эффектом полного внутреннего отражения от боковой поверхности диска, это приводит к получению добротности 100-200 тысяч на частоте 10 ГГц при комнатной температуре. При охлаждении до криогенных температур добротность растет на три-четыре порядка. Однако, данные резонаторы чувствительны к температуре – из-за линейного расширения чувствительность частоты к ее изменениям составляет десятки кГц/К [61]. Необходимость термостабилизации, большие размеры и сложность подгонки резонансной частоты существенно ограничивает их массовое применение. Достижимый уровень фазовых шумов таких генераторов на отстройке 10 кГц от несущей 10 ГГц составляет минус 150 дБн/Гц.

Данный тип резонаторов успешно применяется в оптическом диапазоне, реализуя миллиардные добротности при линейных размерах порядка миллиметра [78].

1.5.6 Резонаторы на эффекте ферромагнитного резонанса

В отличие от резонаторов предыдущих типов, перестраиваемых напряжением с помощью частично или полно включенных в резонатор варикапов, данный тип резонаторов стоит особняком, так как их резонансная частота с высокой степенью линейности пропорциональна напряженности магнитного поля в объеме резонатора. Поскольку магнитное поле создается электромагнитами, то есть протекающим через катушки током, то соответствующий генератор является управляемым током (ГУТ), причем единственным. На практике, термин ГУТ не имеет широкого применения. Вместо него применяется термин ЖИГ-генератор, так как в качестве материала резонатора преимущественно используется железо-иттриевый гранат (ЖИГ).

Работа резонатора основывается на эффекте ферромагнитного резонанса (ФМР), характерного для ферромагнетиков [79]. При этом, линейные размеры резонатора могут быть намного меньше длины волны еще и для исключения паразитных мод, возникающих при неоднородности подмагничивающего поля в объеме резонатора. Характерные размеры ферромагнитного резонатора – меньше миллиметра, а выполняется он в форме шара, чтобы минимизировать паразитные моды при почти декадной перестройке резонансной частоты (см. рис. 1.22) [80]. Для субоктавной перестройки чаще применяются более дешевые в производстве пленочные структуры.

Подмагничивающее поле создается электромагнитом с индукцией до нескольких тесла, что естественно требует больших энергозатрат. Так что основной причиной сверхвысокого энергопотребления в единицы-десятки ватт является исключительно электромагнит. Кроме того, электромагнит является еще и причиной больших линейных размеров, порой превосходящих даже термостатированные кварцевые генераторы и сравнимых с генераторами на объемных резонаторах. Необходимая большая индуктивность электромагнита существенно ограничивает время пере-

стройки частоты снизу на уровне сотен микросекунд - единиц миллисекунд, а также, полосу пропускания ФАПЧ на уровне сотен герц. Обходят естественное ограничение полосы пропускания с помощью дополнительной модуляционной катушки с малой индуктивностью и усложненной системы управления частотой.



Рисунок 1.22 – Фото ЖИГ-резонатора (черный шар) в генераторе

Несомненным преимуществом таких резонаторов является высокая добротность в несколько тысяч при более чем декадной перестройке резонансной частоты до 20-50 ГГц. Существуют многозвенные фильтры, перестраиваемые в диапазоне от 3 до 50 ГГц, и генераторы, перестраиваемые в диапазоне 10-20 ГГц, производимые фирмой Microlambda Wireless. В качестве основного материала резонатора используют ЖИГ. Чистый ЖИГ имеет ограничение по минимальной частоте ФМР на уровне 3,5-4 ГГц. Для ее снижения используют легирование иттрием, позволяющее получить частоты ФМР в сотни мегагерц [80].

Характерный уровень фазовых шумов генераторов на ЖИГ-резонаторах составляет минус 105-100 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей при ее более чем октавной перестройке до 10 ГГц [81].

1.5.7 Линии задержки

Как было показано выше, возникновение генерации требует только выполнения условий баланса амплитуд и фаз. Форма частотных характеристик имеет в данном случае вторичное значение, а АЧХ вовсе и не обязана иметь частотно избирательные свойства, так как не влияет на картину фазовых шумов генератора. Последняя больше зависит от крутизны ФЧХ в точке баланса фаз, которую можно обеспечить простой линией задержки. Правда, характерная особенность линии задержки – квазиэквидистантный спектр нулей ФЧХ с шагом связанным с электрической длиной линии [60]. Соответственно, снижение фазовых шумов требует удлинения линии, а значит, сгущения спектра нулей ФЧХ и усложнения системы фильтрации мод генератора. К тому же, удлинение линии ведет к росту потерь мощности в ней и существенное снижение фазовых шумов вряд ли получится.

Интересный способ обхода избыточных потерь мощности в линии задержки СВЧ – замена ее на оптическую [82]. Такой подход требует дополнительных элементов в виде лазера, электрооптического модулятора и фотодетектора, но позволя-

ет реализовать длину в сотни метров - десятки километров. При этом уровень фазовых шумов может достигать меньших значений, чем в генераторах с дисковыми диэлектрическими резонаторами на модах "шепчущей галереи" [83].

1.5.8 Активные элементы генераторов и схемы их построения

В качестве активного элемента генератора применяются транзисторы в специальном включении или готовые усилители в модульном или интегральном исполнении. Более мощные варианты усилителей на диодах Ганна, вакуумных приборах и т.п. в данной работе не рассматриваются в силу своего характерного высокого энергопотребления и энергетики выходного сигнала.

Применение одиночного транзистора наиболее выгодно с точки зрения цены и энергопотребления, но оправданно в случаях, когда он включается по схеме с отрицательным входным сопротивлением по схеме Колпитца, с общей базой или емкостной трехточки. Выбор конкретной схемы зависит от диапазона перестройки частоты резонатора или конструктивного удобства реализации. Так, например, часто встречаются генераторы с перестройкой частоты выше октавы, где транзистор включается по схеме с общей базой, а узкополосные или неперестраиваемые генераторы используют схему Колпитца или емкостную трехточку [84].

Когда цепь обратной связи в явном виде имеет два порта для подключения усилителя удобнее использовать интегральную схему усилителя, а не отдельный транзисторный каскад, который приходится согласовывать.

Выбор технологии изготовления активных элементов в пользу биполярной или ее вариаций обоснован в [85].

1.6 Заключение

В последнее десятилетие заметна тенденция повышения степени интеграции элементов ФАПЧ. В составе единой интегральной схемы уже размещены сама ФАПЧ, ГУН, программируемые делитель и умножитель частоты ГУН, блоки управления и контроля, а также, реализованы специальные режимы типа ЛЧМ, частотной манипуляции. В числе первых были микросхемы серии ADF4350 Analog Devices с диапазоном работы до 4,4 ГГц. Новейшие продукты в данной области принадлежат фирме Texas Instruments в виде LMX2595 с рабочими частотами от 10 МГц до 19 ГГц. Они позволяют получать умеренно низкие фазовый шум (до минус 105 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 10 ГГц – выдающееся значение среди ФАПЧ с дробным делением частоты в обратной связи) и время переключения частоты (до 5 мкс без учета времени программирования микросхемы). Суммарное потребление микросхемы составляет около 1 Вт. Из отечественных продуктов в 2016 году была анонсирована только 1508AC025 фирмы Миландр, работающая от 25 МГц до 6 ГГц (полный аналог MAX2871 фирмы Maxim Integrated).

В последнее пятилетие активно развиваются прямые цифровые синтезаторы. Благодаря успехам в области цифроаналоговых преобразователей, достигших частот тактирования 12 ГГц (Analog Devices, Texas Instruments), удалось повысить тактовые частоты прямых цифровых синтезаторов до 3,5 ГГц (AD9914 фирмы Analog Devices) и создать предпосылки для существенного снижения времени переключения частоты синтезаторов при сохранении качества выходного спектра.

Отправной точкой в построении современного источника СВЧ пока еще остается косвенный синтез с цифровой ФАПЧ с соответственно выбранными опорным и управляемыми генераторами. В случаях, когда некоторые характеристики обеспечить не удастся, переходят к усложненному комбинированному синтезу. Данный способ значительно повышает "свободу маневра" в оптимизации режимов работы отдельных узлов, но ведет к существенному росту энергопотребления и стоимости системы. Если исходная цифровая ФАПЧ с надстройками в виде дробного делителя частоты в обратной связи и сигма-дельта модулятора в нем незначительно повышает энергопотребление системы, то переход к комбинированному синтезу увеличивает его "взрывным" образом. Например, широко используемое введение прямого цифрового синтезатора в качестве опорного, в среднем потребляющего 1-2 Вт, делает практически основным потребителем энергии в системе. Дополнительное преобразование частоты в обратной связи, требующее построения синтезатора дополнительного сигнала и принятия мер по подавлению его просачивания сигнала на выход системы [3], вполне способно удвоить энергопотребление предыдущей схемы – стать на порядки больше, чем исходной классической схемы цифровой ФАПЧ. Возможны варианты, когда такие решения оправданны, например, в случае использования ЖИГ-генератора в качестве источника выходного сигнала и термостатированного кварцевого генератора в качестве опорного. На их фоне усложнение системы может быть не так заметно в смысле цены и энергопотребления. В качестве ярких представителей, использующих такие решения следует рассматривать синтезаторы в настольных генераторах PSG с опцией UNY (комбинированный синтез с ЖИГ-генератором) и UXG (комбинированный синтез с основой в виде прямого цифрового) фирмы Keysight Technologies. Данные приборы реализуют уникально высокое качество спектра и временные характеристики перестройки частоты. Однако в отношении компактных или портативных устройств такие решения неприемлемы.

Соответственно, возникает задача выработки технических решений с использованием современной элементной базой, позволяющих существенно улучшить качество спектра и/или параметры частотной сетки синтезатора при умеренном росте цены и энергопотребления относительно решения с типовой ФАПЧ. Важную роль может сыграть оптимальный выбор формирования опорного сигнала. Это может быть термостатированный или термокомпенсированный кварцевый генератор, генератор с модами "шепчущей галереи" или комбинация нескольких генераторов раз-

ных типов [86]. Например, генератор с ПАВ-резонатором, стабилизированный ФАПЧ относительно термокомпенсированного кварцевого. Такое решение может стать альтернативой умножению частоты кварцевого термостатированного, обеспечивая сравнимый уровень фазового шума при меньшем энергопотреблении – десятки милливольт против единиц ватт.

В случаях, когда прибегают к схемам с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ, стремясь минимизировать фазовый шум выходного сигнала, минимальный уровень последнего определяется фазовым шумом опорного генератора – традиционно, высокочастотного термостатированного кварцевого. Наилучшие по данной характеристике изделия реализуют уровень до минус 185-180 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей, что при идеальном умножении частоты (что само по себе является сложнейшей задачей) дает минус 145-140 дБн/Гц на частоте 10 ГГц при той же отстройке. На практике, реализуемый уровень фазового шума с применением кварцевых генераторов составляет всего минус 128 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 10 ГГц (генераторы серии PSG с опцией UNY фирмы Keysight Technologies) – на 10-15 дБ выше потенциально возможного значения. В значительной степени, это связано появлением избыточного шума при умножении частоты [87]. Упростить задачу минимизации фазового шума выходного сигнала СЧ с ФАПЧ могло бы применение СВЧ опорного источника вместо кварцевого генератора, умноженного по частоте, но с уровнем фазовых шумов ниже, чем у последнего. Первый кандидат на эту роль – генератор с резонатором на модах "шепчущей галереи" со сравнимой добротностью, но на частотах в 100 раз выше. Однако, такие резонаторы дороги, крупногабаритны и трудны в обработке с целью подгонки частоты, а также, их резонансная частота существенно чувствительна к температуре.

На основании сделанного обзора формулируются следующие задачи работы:

1. разработать решения синтеза частоты с ФАПЧ, позволяющие существенно улучшить параметры перестройки частоты (шаг перестройки) при умеренном росте энергопотребления системы и без ухудшения качества спектра выходного сигнала относительно типовой цифровой ФАПЧ;
2. модифицировать решения синтеза частоты с преобразованием в обратной связи ФАПЧ, позволяющие эффективно изолировать системы формирования дополнительного и опорного сигналов от выхода системы с целью снижения их просачивания на выход;
3. произвести поиск способов построения опорного СВЧ источника для обеспечения перспективы снижения фазовых шумов СЧ относительно традиционного применения опорных кварцевых генераторов;
4. разработать линейку ВЧ и СВЧ генераторов на резонаторах различных типов для обеспечения перспективы оптимизации параметров качества спектра выходного сигнала, энергопотребления, массогабаритных характеристик СЧ.

ГЛАВА 2 Основные соотношения для расчета частот и спектров фазовых шумов в источниках ВЧ и СВЧ

В данной главе будут рассмотрены основные выражения для расчетов спектров фазовых шумов на выходе генераторов и синтезаторов ВЧ и СВЧ, а также соотношения, связывающие опорные и выходные частоты синтезаторов ВЧ и СВЧ. Будут предложены и математически описаны способы синтеза частоты и генерирования сигналов, позволяющие решить задачи, поставленные в главе 1.

2.1 Определение характеристики спектра фазовых шумов генератора. Модель Лисона

Более пятидесяти лет назад была предложена простая и лаконичная модель, связывающая спектр фазовых шумов на выходе генератора с параметрами его схемы (см. рисунок 2.1) [88].

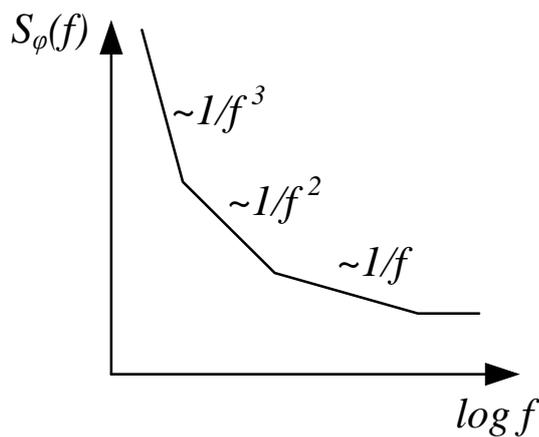


Рисунок 2.1 – Кусочно-линейная аппроксимация СПМФШ генератора

$$S_\varphi(f) = \frac{F \cdot k \cdot T}{2 \cdot P_{in}} \cdot \left(1 + \frac{f_1}{f}\right) \cdot \left(1 + \frac{f_2}{f^2}\right) \cdot \left(1 + \frac{f_3}{f^3}\right) \cdot \dots, \quad (2.1)$$

где F – коэффициент шума усилителя;

T – абсолютная температура;

k – постоянная Больцмана;

P_{in} – мощность сигнала на входе усилителя;

$f_1, f_2, f_3 \dots$ – коэффициенты, зависящие от режимов работы и типов элементов генератора.

Например, f_2 связана с нагруженной добротностью, а f_1 или f_3 – с фликкер-шумом усилителя или резонатора.

Эта модель во многом облегчает оценку спектра фазовых шумов, но вызывает некоторые вопросы.

Как было сказано в предыдущей главе, балансировка фаз в генераторном кольце влияет на крутизну ФЧХ в точке баланса и может ухудшить спектр фазовых шумов сверх того, как это происходит при избыточной связи с резонатором, снижающей его добротность с собственной до нагруженной. Модель Лисона в данном случае дает наилучшую возможную оценку.

В модели мощность сигнала на входе усилителя неявно связана с нагруженной добротностью. Входная мощность связана с выходной через потери в цепи обратной связи, которые зависят от степени связи с резонатором, которая, в свою очередь, определяет нагруженную добротность. Правило выбора степени связи с резонатором для минимизации интегральных фазовых шумов выработано в других источниках [35, 89] и описывается просто – суммарная связь с резонатором должна обеспечивать равенство нагруженной добротности половине собственной.

Коэффициент шума усилителя в своем классическом определении неприменим для модели Лисона [61]. Классическое определение говорит, насколько интенсивно усилитель шумит по отношению к согласованной нагрузке. Разумеется, усилитель работает в линейном режиме и **без** гармонических сигналов на выходе и входе. В генераторе усилитель работает в насыщении, ставя под сомнение применимость классического коэффициента шума в модели и подводит к необходимости в измерении его подходящего аналога.

Коэффициенты при членах порядков отстройки первого, третьего и выше связаны с фликкер-шумами усилителя и шумами блужданий частоты резонатора. Данные эффекты не характеризуются производителями резонаторов и усилителей, а также элементов способных внести избыточный шум в выходной сигнал. На практике ограничиваются порядком не выше третьего, беря во внимание только члены связанные с добротностью и фликкер-шумом усилителя. Но и такое ограничение модели вызывает трудности из-за отсутствия данных по фликкер-шумам усилителей. Существуют работы, где приводятся сравнения полевой и биполярной технологий (и их вариаций) по уровню фликкер-шума, определяя выбор в пользу последней [85], а также приводятся результаты измерений вносимых усилителями шумов в зависимости от режима работы (в линейном режиме и в насыщении) [35, 90].

Таким образом, состоятельность оценки спектра фазовых шумов генераторов с использованием модели Лисона может вызывать сомнение.

Более удобным и понятным способом определения спектра фазовых шумов генератора является использование спектра вносимых усилителем фазовых шумов с его последующей деформацией в характерных точках (см. рисунок 2.2) [57, 61].

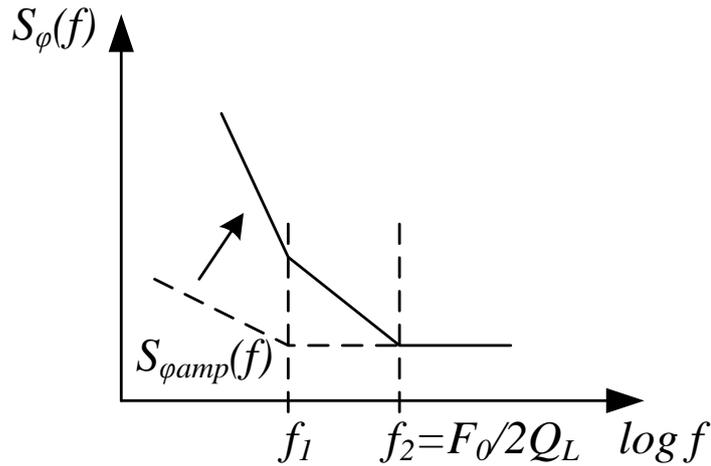


Рисунок 2.2 – Иллюстрация формирования спектра фазовых шумов генератора из спектра фазовых шумов, вносимых усилителем

По крайней мере, такой подход согласуется с интуитивно понятной моделью работы генератора, описанной в [61], хотя и требует некоторых нестандартных усилий по измерению вносимых усилителем шумов в режиме работы, близком к реальным условиям.

2.2 Некоторые способы снижения фазовых шумов генератора

В данном случае считается, что тип резонатора определен системными требованиями или экономическими соображениями, и доступны только вариации схемотехнических решений.

Например, перенос точки отбора мощности с выхода усилителя на выход резонатора снижает полезную мощность, но и снижает уровень фазовых шумов (2.2) [61]:

$$S_{out}(f) = S_{osc}(f) \cdot |K_{res}(f)|^2, \quad (2.2)$$

где $S_{out}(f)$ – СПМФШ на выходе резонатора;

$S_{osc}(f)$ – СПМФШ сигнала генератора на выходе усилителя;

$K_{res}(f)$ – частотная характеристика коэффициента передачи резонатора с началом отсчета, перенесенным на резонансную частоту.

За счет частотно избирательных свойств самого резонатора фазовые шумы за пределами его полосы пропускания снижаются до уровня (2.3):

$$S_{floor} = \frac{k \cdot T}{2 \cdot P_{out}}, \quad (2.3)$$

где S_{floor} – остаточный уровень фазовых шумов, обусловленный тепловым шумом в согласованном тракте;

P_{out} – мощность на выходе резонатора.

Такой подход удобен в отношении высокодобротных резонаторов, например, кварцевых, так как снижает шумы на критичных отстройках для многих систем от 1 кГц и выше.

В [61] и других публикация Д.П. Царапкина рассматривается структура с дополнительной обратной связью в генераторном кольце, существенно снижающей фазовый шум выходного сигнала. В совокупности с основной положительной обратной связью, включающей резонатор, дополнительная стабилизирующая связь получила название комбинированной стабилизации сигнала. В [76] рассматривается структура со стабилизирующей некоторый генератор петлей АПЧ, реализованной на высокодобротном резонаторе. По своим шумовым характеристикам обе структуры эквивалентны, хотя и имеют разную физическую реализацию. Применение специальной схемотехники типа комбинированной стабилизации сигнала или АПЧ со стабилизирующим высокодобротным резонатором (см. рисунок 2.3) – очень эффективный способ снижения фазовых шумов генераторов на десятки децибел.

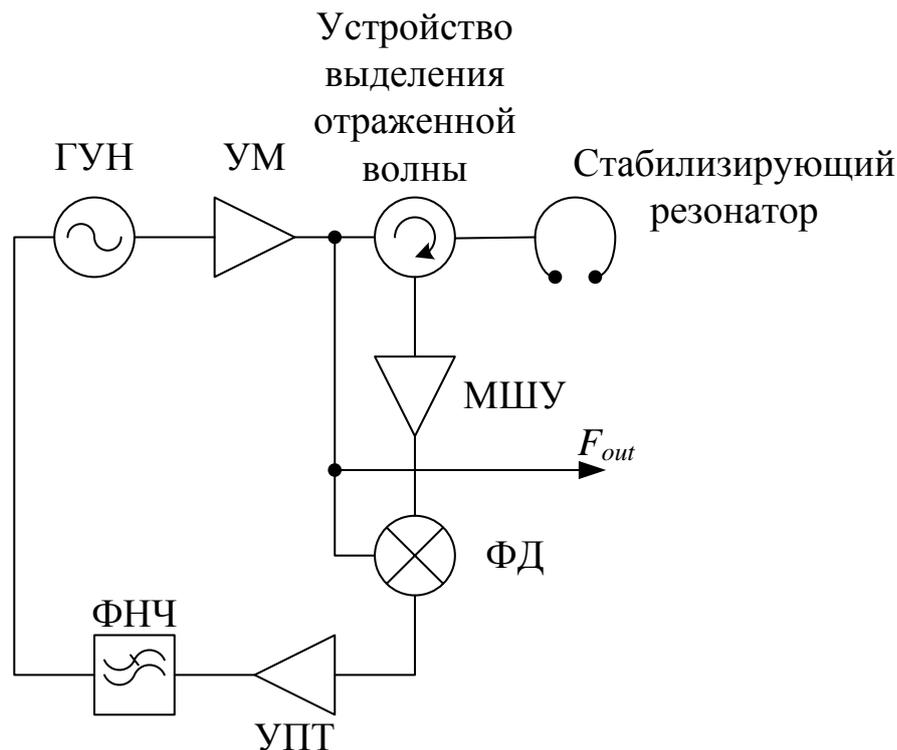


Рисунок 2.3 – Схема генератора, стабилизированного внешним резонатором через АПЧ

Хотя в [61] это преподносится, как увеличение эквивалентной добротности резонатора на порядок, на практике это больше похоже на снижение вносимых фазовых шумов активного элемента и нивелирование потерь мощности в обратной связи. СПМФШ стабилизируемого генератора при замкнутой АПЧ рассчитывается по формуле (2.4) [91]:

$$S_{\varphi}(f) = \frac{S_{vco}(f)}{|1 + K_L(f)|^2} + S_{LNA}(f) \cdot \left| \frac{K_L(f)}{1 + K_L(f)} \cdot \frac{1}{1 - B_r(f)} \right|^2, \quad (2.4)$$

где $S_{vco}(f)$ – собственная СПМФШ ГУН;

$K_L(f)$ – коэффициент передачи разомкнутой АПЧ, определяемый по формуле (2.5):

$$K_L(f) = (1 - B_r(f)) \cdot K_{\varphi} \cdot \frac{K_v}{2\pi j f} \cdot K_{LFA}(f), \quad (2.5)$$

где K_{φ} – крутизна дискриминационной характеристики ФД;

K_v – крутизна регулировочной характеристики стабилизируемого генератора;

$K_{LFA}(f)$ – коэффициент передачи цепи УПТ и ФНЧ;

$B_r(f)$ – коэффициент передачи устройства выделения отраженной волны с подключенным к одному плечу резонатором, вычисляемый по формуле (2.6):

$$B_r(f) = \frac{1 + CS \cdot j f Q_L / F_0}{1 + j f Q_L / F_0}, \quad (2.6)$$

где CS – величина, обратная коэффициенту отражения от резонатора;

F_0 – резонансная частота;

Q_L – нагруженная добротность резонатора, равная

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + \beta_{in}}, \quad (2.7)$$

где β_{in} – величина связи с резонатором, практически равная единице, обеспечивающей максимум величины CS ;

$S_{LNA}(f)$ – СПМ вносимого МШУ фазового шума, вычисляемая по формуле (2.8)

$$S_{LNA}(f) = \frac{a_0}{f} + b_0, \quad (2.8)$$

где a_0 – параметр, характеризующий интенсивность вносимого фликкер-шума фазы;

b_0 – параметр, характеризующий широкополосный вносимый фазовый шум, вычисляемый по формуле (2.9)

$$b_0 = \frac{F \cdot k \cdot T}{2 \cdot P_{in}}. \quad (2.9)$$

Параметр a_0 значительно варьируется в зависимости от технологии и считается, что минимальные значения на уровне 10^{-12} соответствуют биполярной технологии [61].

Более полная шумовая модель системы приводится в [61], где учитывается амплитудно-фазовая конверсия в смесителе и рассматриваются различные варианты отбора мощности на выход. Данный способ эффективно работает в одночастотных генераторах, так как требует фазовой и амплитудной балансировки АПЧ, и способен дать существенный выигрыш по шумам даже в случае резонаторов с невысокой добротностью. При высокой добротности, как у сапфировых резонаторов, данное решение способно вывести генератор в рекордсмены по фазовому шуму [83].

В пределах работы петли АПЧ и при бесконечно малом коэффициенте отражения от резонатора спектр фазовых шумов выходного сигнала системы упрощенно рассчитывается по формуле (2.10):

$$S_{\varphi}(f) = \frac{\alpha \cdot F \cdot k \cdot T}{2 \cdot P_{in}} \left(\frac{F_0}{f \cdot Q_0} \right)^2, \quad (2.10)$$

где α – коэффициент потерь мощности при выделении отраженной от резонатора волны.

Рассмотрим случай, когда в дискриминаторе использован диэлектрический резонатор на частоту около 4 ГГц с собственной добротностью около 8 тысяч, отраженная волна выделяется квадратурным делителем мощности с суммарными потерями 8 дБ и приходит на МШУс коэффициентом шума около 2 дБ, а мощность входного сигнала 0,5 Вт. Расчетный уровень СПМФШ сигнала на отстройке 10 кГц от несущей можно оценить в минус 154 дБн/Гц. В сравнении с высокочастотными кварцевыми термостатированными генераторами, имеющими приведенный фазовый шум к частоте 4 ГГц в пределах минус 148...145 дБн/Гц на той же отстройке рассмотренный случай можно воспринимать в качестве одним из претендентов на использование в перспективных разработках синтезаторов частот в качестве источника опорного сигнала.

2.3 Модель для расчета фазовых шумов на выходе синтезатора с цифровой ФАПЧ

Расчет спектра фазовых шумов основывается на теории автоматического регулирования и идее линеаризации, когда система физически импульсная, но в расчетах используется ее линейный аналог.

В простейшей ФАПЧ выделяют три источника шума: опорный и управляемый генераторы и ЧФД. Остальные дополнительные источники шумов могут быть приведены к указанным трем. Соответственно, спектр фазовых шумов выходного сиг-

нала равен сумме трех с учетом соответствующего влияния замкнутой петли ФАПЧ на каждый из них (2.11-2.14).

$$S_{total}(f) = S_{vco}'(f) + S_{ref}'(f) + S_{pfd}'(f), \quad (2.11)$$

где

$$S_{vco}'(f) = S_{vco}(f) \cdot \left| \frac{1}{1 + K_{loop}(f)} \right|^2, \quad (2.12)$$

$$S_{ref}'(f) = S_{ref}(f) \cdot \left| \frac{K_{loop}(f)/N}{1 + K_{loop}(f)} \right|^2, \quad (2.13)$$

$$S_{pfd}'(f) = S_{pfd}(f) \cdot \left| \frac{K_{loop}(f)/N}{1 + K_{loop}(f)} \right|^2, \quad (2.14)$$

где $S_{vco}'(f)$ и $S_{vco}(f)$ – приведенная к выходу и исходная СПМФШ стабилизированного генератора соответственно;

$S_{ref}'(f)$ и $S_{ref}(f)$ – приведенная к выходу и исходная СПМФШ опорного генератора соответственно;

$S_{pfd}'(f)$ и $S_{pfd}(f)$ – приведенная к выходу и исходная СПМФШ ЧФД соответственно;

$K_{loop}(f)$ – коэффициент передачи разомкнутой петли ФАПЧ, определяемый формулой (2.15):

$$K_{loop}(f) = \frac{K_{\varphi}}{2\pi j f} \cdot K_v \cdot K_{lf}(f) \cdot \frac{1}{N}, \quad (2.15)$$

где K_{φ} – крутизна дискриминационной характеристики ЧФД;

K_v – крутизна регулировочной характеристики стабилизируемого генератора;

$K_{lf}(f)$ – комплексный коэффициент передачи фильтра сигнала ЧФД;

N – коэффициент деления частоты в обратной связи ФАПЧ.

Как правило, фильтр сигнала ЧФД имеет пропорционально-интегрирующие свойства и

$$K_{lf}(f) = a + \frac{b}{2\pi j f}, \quad (2.16)$$

где a и b – некоторые коэффициенты, определяемые исходя из полосы пропускания петли ФАПЧ и ее устойчивости (на сегодняшний день это выполняется автоматически специальными программами-симуляторами).

По отношению к опорному генератору и ЧФД петля ФАПЧ работает как умножитель частоты и узкополосный фильтр. По отношению к управляемому генератору – как фильтр верхних частот:

$$\begin{aligned} S_{vco}^{\cdot}(f) &\xrightarrow{f \rightarrow 0} 0, \\ S_{vco}^{\cdot}(f) &\xrightarrow{f \rightarrow \infty} S_{vco}(f), \\ S_{ref}^{\cdot}(f) &\xrightarrow{f \rightarrow 0} S_{ref}(f), \\ S_{ref}^{\cdot}(f) &\xrightarrow{f \rightarrow 0} 0, \\ S_{pfd}^{\cdot}(f) &\xrightarrow{f \rightarrow 0} S_{pfd}(f), \\ S_{pfd}^{\cdot}(f) &\xrightarrow{f \rightarrow 0} 0. \end{aligned}$$

Таким образом, в пределах полосы пропускания петли ФАПЧ наблюдаются суммарные шумы ЧФД и опорного сигнала, а за ее пределами – только шумы управляемого генератора.

Фазовый шум ЧФД описывается формулой (2.17), где присутствуют компоненты с равномерным распределением спектра по частотам и с фликкерным характером в области низких частот.

$$S_{pfd}(f) = \left(\frac{FOM_{flicker} \cdot \left(\frac{f_{pfd}}{1 \text{ Гц}} \right)^2}{f} + 1 \right) \cdot FOM_{floor} \cdot \frac{f_{pfd}}{1 \text{ Гц}}, \quad (2.17)$$

где $FOM_{flicker}$ – параметр, характеризующий фликкер-шум ЧФД;

FOM_{floor} – параметр, характеризующий широкополосный шум ЧФД;

f_{pfd} – частота срабатывания ЧФД.

Повышение частоты срабатывания ЧФД пропорционально увеличивает интенсивность первой компоненты и квадратично второй. В замкнутой петле повышение опорной частоты снижает коэффициент деления в обратной связи и приведенный к выходу широкополосный шум ЧФД снижается обратно пропорционально ей. На фликкерной компоненте изменения опорной частоты не сказываются [55].

В силу импульсного характера, ЧФД в замкнутой ФАПЧ дает дополнительный набег фазы пропорциональный отношению отстройки к опорной частоте. Формулы (2.11-2.13) применимы при полосе пропускания не превышающей на практике 10% от опорной частоты [14], когда набег фазы мал, чтобы влиять на устойчивость замк-

нутой петли. В случае крайней необходимости удастся довести полосу пропускания до четверти опорной частоты ценой слабо контролируемой устойчивости и сильных импульсных помех от опорного сигнала.

Выбор полосы пропускания петли чаще основывается на минимуме интегрального фазового шума, когда выбирается равной точке пересечения суммарного шума опорного сигнала и ЧФД и шума управляемого генератора [57]. С точки зрения наилучших временных характеристик, полосу пропускания увеличивают до максимально возможной, когда устойчивость и уровень помех от ЧФД или помех дробности сохраняют приемлемый уровень.

Показатели перерегулирования и колебательности при перестройке частоты не имеют такой важности, как в механических системах, так как к указанным эффектам система толерантна, а во главу угла всегда ставится время переходного процесса.

Для моделирования шумовых и временных характеристик в цифровых ФАПЧ доступно много специализированных программ, бесплатно распространяемыми производителями микросхем. Выбрав в базе данных программы подходящую микросхему и введя параметры планируемых к использованию генераторов можно легко рассчитать элементы петли ФАПЧ, итоговый спектр фазовых шумов выходного сигнала и переходную функцию перестройки частоты.

2.4 Учет влияния сигма-дельта модулятора

Введение сигма-дельта модулятора, снижающего помехи дробности, приводит к появлению избыточного шума в пределах полосы пропускания петли, растущего по интенсивности с ростом отстройки. Спектр избыточных шумов рассчитывается по формуле Миллера [54] (2.18).

$$S_{sdm}(f) = \frac{\pi^2}{3f_{pfd}} \left(2 \sin \left(\frac{\pi f}{f_{pfd}} \right) \right)^{2(m-1)}, \quad (2.18)$$

где $S_{sdm}(f)$ – СПМФШ на выходе делителя частоты в обратной связи ФАПЧ, обусловленного работой сигма-дельта модулятора;

m – порядок модулятора (на сегодняшний день равный 3 или 4).

Спектр $S_{sdm}(f)$ – очевидно, периодическая функция с максимумами, следующими с интервалом f_{pfd} , начиная с первого в точке $f_{pfd}/2$. Нули спектра располагаются с интервалом f_{pfd} .

Наличие частотно зависимого шума в системе сильнее ограничивает полосу пропускания, чем биения гармоник опорного сигнала и сигнала управляемого генератора.

2.5 Введение преобразования частоты в обратной связи ФАПЧ

Самый распространенный прием, значительно улучшающий качество спектра и шаг перестройки по частоте – введение преобразования частоты (см. рисунок 2.4).

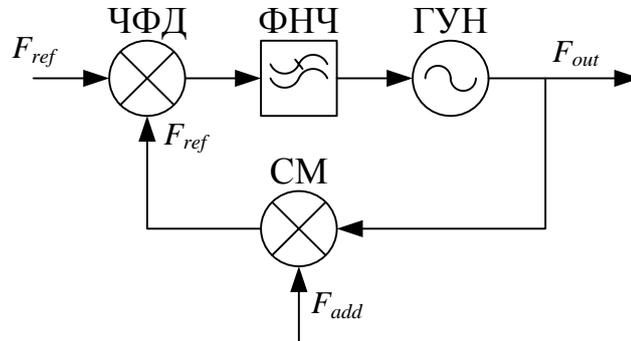


Рисунок 2.4 – Схема синтезатора с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ

Он позволяет частично или полностью исключить деление частоты в обратной связи, как существенно влияющее на качество спектра. Однако, в системе появляется дополнительный источник фазовых шумов – источник дополнительного сигнала для преобразования частоты. Этот источник работает в том же диапазоне частот, что и генератор выходного сигнала, а значит, его шумы, очевидно, будут определять качество спектра. Часто, дополнительный сигнал получается прямым умножением частоты опорного генератора, позволяющим практически не ухудшить уровень фазовых шумов сверх известного закона роста $20 \lg(\text{коэффициент умножения})$.

Суммарный уровень фазовых шумов выходного сигнала вычисляется по формуле (2.19) [3].

$$S_{total}(f) = S_{vco}(f) + S_{ref}(f) + S_{pfd}(f) + S_{add}(f), \quad (2.19)$$

где

$$S_{vco}(f) = S_{vco}(f) \cdot \left| \frac{1}{1 + K_{loop}(f)} \right|^2, \quad (2.20)$$

$$S_{ref}(f) = S_{ref}(f) \cdot \left| \frac{K_{loop}(f)}{1 + K_{loop}(f)} \right|^2, \quad (2.21)$$

$$S_{pfd}(f) = S_{pfd}(f) \cdot \left| \frac{K_{loop}(f)}{1 + K_{loop}(f)} \right|^2, \quad (2.22)$$

$$S_{add}(f) = S_{add}(f) \cdot \left| \frac{K_{loop}(f)}{1 + K_{loop}(f)} \right|^2, \quad (2.23)$$

где $S_{add}(f)$ и $S_{add}(f)$ – приведенная к выходу и исходная СПМФШ дополнительного сигнала для преобразования частоты соответственно;

$$K_{loop}(f) = \frac{K_{\varphi}}{2\pi j f} \cdot K_v \cdot K_{lf}(f). \quad (2.24)$$

Из (2.21, 2.22) видно, что по отношению к ЧФД и опорному сигналу петля ФАПЧ работает как простой ФНЧ и уже без свойств умножения частоты, как это было в (2.13, 2.14).

2.6 Соотношения частот в синтезаторах

Как было указано выше, выходная частота F_{out} прямого синтезатора определяется алгебраическими преобразованиями опорных частот – суммой, разностью, делением или умножением на постоянный коэффициент (2.25-2.27).

$$F_{out} = F_{ref1} \pm F_{ref2} \pm F_{ref3} + \dots, \quad (2.25)$$

$$F_{out} = F_{ref} \cdot N, \quad (2.26)$$

$$F_{out} = F_{ref} / M. \quad (2.27)$$

где $F_{ref1}, F_{ref2}, F_{ref3}, F_{ref}$ – частоты опорных сигналов;

N – коэффициент умножения частоты опорного генератора;

M – коэффициент деления частоты опорного генератора.

В синтезаторах с ФАПЧ соотношение между опорной и выходной частотами выражается простой дробью.

$$F_{out} = F_{pfd} \cdot \left(INT + \frac{FRAC}{MOD} \right), \quad (2.28)$$

где INT – целая часть коэффициента деления частоты в обратной связи;

$FRAC$ – числитель дробной части коэффициента деления частоты в обратной связи;

MOD – знаменатель дробной части коэффициента деления частоты в обратной связи.

В некоторых микросхемах типа ADF4159 можно программировать только целую часть и числитель дробной части коэффициента деления, а в некоторых, типа LMX2595, вдобавок можно программировать знаменатель дробной части и порядок сигма-дельта модулятора.

Шаг перестройки частоты определяется минимальным приращением дробной части – равен F_{ref} / MOD и может достигать микрогерц. Сетка частот синтезатора равномерна.

В прямых цифровых синтезаторах выходная частота меньше тактовой и выражается простой формулой (2.29).

$$F_{out} = F_{clk} \cdot \frac{FTW}{2^K}, \quad (2.29)$$

где F_{clk} – частота тактового сигнала синтезатора;

FTW – число, задающее частоту в долях тактовой;

K – разрядность аккумулятора фазы.

Аналогично ФАПЧ, шаг перестройки по частоте равен $F_{clk}/2^K$. Сетка частот синтезатора также равномерна.

Введение преобразования частоты в обратной связи изменяет соотношения частот следующим образом (2.30):

$$F_{out} = F_{add} \pm F_{ref}, \quad (2.30)$$

где F_{add} – частота дополнительного сигнала.

В схемах с преобразованием частоты в обратной связи знаки "плюс" и "минус" соответствуют работе ЧФД на положительном или отрицательном наклоне дискриминационной характеристики.

Шаг перестройки частоты определяется шагом перестройки источника опорного или дополнительного сигналов. В качестве первого, традиционно используется прямой цифровой синтезатор, особенно, в сверхширокополосных синтезаторах для измерительной техники.

Опорный сигнал можно формировать делением частоты дополнительного сигнала (см. рисунок 2.5). Тогда выходная частота будет выражаться формулой (2.31).

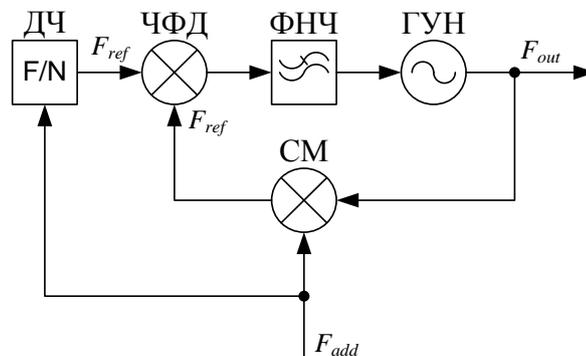


Рисунок 2.5 – Вариант схемы формирования опорного сигнала ФАПЧ

$$F_{out} = F_{add} \cdot \left(1 \pm \frac{1}{N}\right), \quad (2.31)$$

где N – коэффициент деления частоты дополнительного сигнала.

Такое решение удобно, когда выходная частота фиксированная или пере-страивается с достаточно крупным шагом в десятки-сотни мегагерц, поскольку делитель частоты и ЧФД могут входить в состав одной микросхемы. Однако, физическая реализация такого решения имеет недостатки в виде большого числа связей между входом дополнительного сигнала и выходом системы. Здесь их три: просачивание через делитель частоты, ЧФД и канал управления ГУН на выход; просачивание на выход промежуточной частоты, ЧФД и канал управления ГУН на выход; просачивание через смеситель на второй его вход и, соответственно, выход. К тому же, дополнительный сигнал может формироваться генератором гармоник и иметь обогащенный гармониками спектром, что потребует установки фильтра перед ДЧ для корректной работы.

Рассмотрим схему с переносом точки отбора сигнала ДЧ со входа дополнительного сигнала на выход ГУН (см. рисунок 2.6).

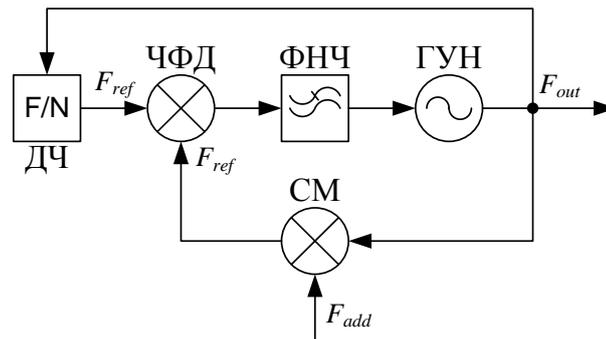


Рисунок 2.6 – Схема синтезатора частот с делением частоты ГУН для формирования опорного сигнала

Выходная частота системы определяется по формуле (2.32):

$$F_{out} = F_{add} \cdot \frac{N}{N \pm 1}. \quad (2.32)$$

Выражение для коэффициента передачи разомкнутой петли ФАПЧ выглядит следующим образом (2.33):

$$K_{loop}(f) = \frac{K_{\varphi}}{2\pi j f} \cdot K_v \cdot K_{lf}(f) \cdot \left(1 - \frac{1}{N}\right). \quad (2.33)$$

При отсутствии деления частоты ($N=1$) (2.33) обнуляется, что возможно физически при отсутствии преобразования частоты – ЧФД сравнивает фазу сигнала ГУН с самой собой и, естественно, имеет нулевой выход.

При делении частоты пополам, в (2.33) появляется множитель характерный случаю деления частоты на два в обратной связи классической ФАПЧ.

При коэффициентах деления N много больше единицы, что на практике легко выполнимо, (2.33) стремится к (2.24). Таким образом, по своим шумовым свойствам система аналогична изображенной на рисунке 2.5.

На входах ЧФД присутствуют два сигнала принципиально нестабильных по фазе, будучи производными от сигнала стабилизируемого генератора. Однако, масштаб фазовых нестабильностей разный: один сигнал получается преобразованием частоты генератора, а другой – делением. За счет этого удается эффективно стабилизировать фазу генератора.

Решение делить выходную частоту дает системное преимущество в виде минимальной связи между системой формирования дополнительного и выходного сигналов – исключительно через смеситель. В канале промежуточной частоты смесителя устанавливаются ФНЧ, существенно подавляющие относительно высокочастотные входные сигналы смесителя. Тогда ослабление просачивания дополнительного сигнала на выход системы легко выполняется развязывающими усилителями и аттенюаторами.

К тому же дополнительный сигнал может иметь обогащенный гармониками спектр, а система будет выполнять роль фильтра гармоник с регулируемым смещением частоты.

Можно применить делитель частоты с сигма-дельта модулятором в качестве экономичной замены прямого цифрового синтезатора [92]. Как показывают расчеты, современные недорогие и малопотребляющие микросхемы ФАПЧ с такими делителями позволяют получать герцовый шаг перестройки до частоты 20 ГГц (2.34).

$$\delta F = F_{in} \left(\frac{1}{INT + \frac{FRAC}{MOD}} - \frac{1}{INT + \frac{FRAC + 1}{MOD}} \right), \quad (2.34)$$

где F_{in} – частота на входе делителя частоты с сигма-дельта модулятором.

В современных микросхемах ФАПЧ с сигма-дельта модуляторами существует ограничение на минимальный коэффициент деления на уровне, примерно, 20. Таким образом, можно считать, что $INT \gg FRAC/MOD$ и (2.34) упрощается до:

$$\delta F \approx \frac{F_{in}}{MOD \cdot INT^2}. \quad (2.35)$$

Стоит отметить, что отношение F_{in}/INT имеет ограничение сверху в виде максимальной опорной частоты ЧФД на уровне, примерно, 100 МГц. Тогда с помощью (35) можно оценить достижимый шаг перестройки применительно, например, к ADF4159. При минимальном INT $\delta f \approx 0.149$ Гц.

В [92-94] была предложена оригинальная схема построения синтезатора с ФАПЧ, позволяющая исключить применение затратного прямого цифрового синтезатора в качестве формирователя опорного сигнала (см. рисунок 2.7) Первая попытка реализовать похожую конструкцию была предпринята намного раньше [95].

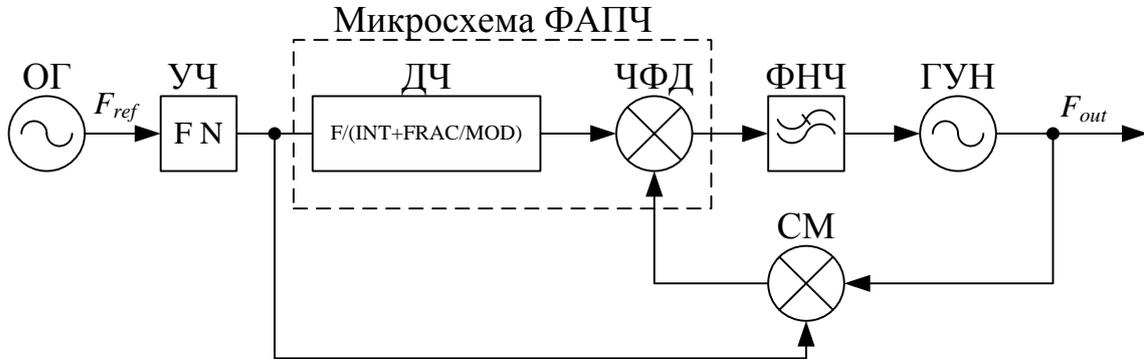


Рисунок 2.7 – Схема формирования малого шага перестройки по частоте

Для преобразования частоты ГУН и формирования опорного сигнала генерируется дополнительный сигнал умножением частоты ОГ. Выходная частота ГУН рассчитывается по формуле (2.36):

$$F_{out} = N \cdot F_{ref} \left(1 \pm \frac{1}{INT + \frac{FRAC}{MOD}} \right), \quad (2.36)$$

В данном случае, реализуется тот же шаг перестройки (например, 0.149 Гц), но на частоте входного сигнала делителя частоты, которая может составить 1-2 ГГц при указанных выше ограничениях на коэффициент деления и выходную частоту делителя. В свою очередь, масштабирование частоты описанного синтезатора до частот 6-12 ГГц позволяет получать шаг перестройки 1 Гц, а при наращивании INT или MOD достичь частот 20 ГГц и выше при том же шаге 1 Гц.

Спектр фазовых шумов выходного сигнала $S_t(f)$ рассчитывается по формуле (2.37):

$$S_t(f) = S_{vco}(f) + S_{ref}(f) + S_{pfd}(f) + S_{add}(f) + S_{dsm}(f), \quad (2.37)$$

где

$$S_{ref}(f) = S_{add}(f) \cdot \left| \frac{K_{loop}(f)}{1 + K_{loop}(f)} \cdot \frac{1}{INT + \frac{FRAC}{MOD}} \right|^2, \quad (2.38)$$

$$S_{dsm}(f) = S_{dsm}(f) \cdot \left| \frac{K_{loop}(f)}{1 + K_{loop}(f)} \right|^2. \quad (2.39)$$

Выходной сигнал смесителя теперь можно использовать в качестве опорного для основной петли ФАПЧ (см. рисунок 2.8).

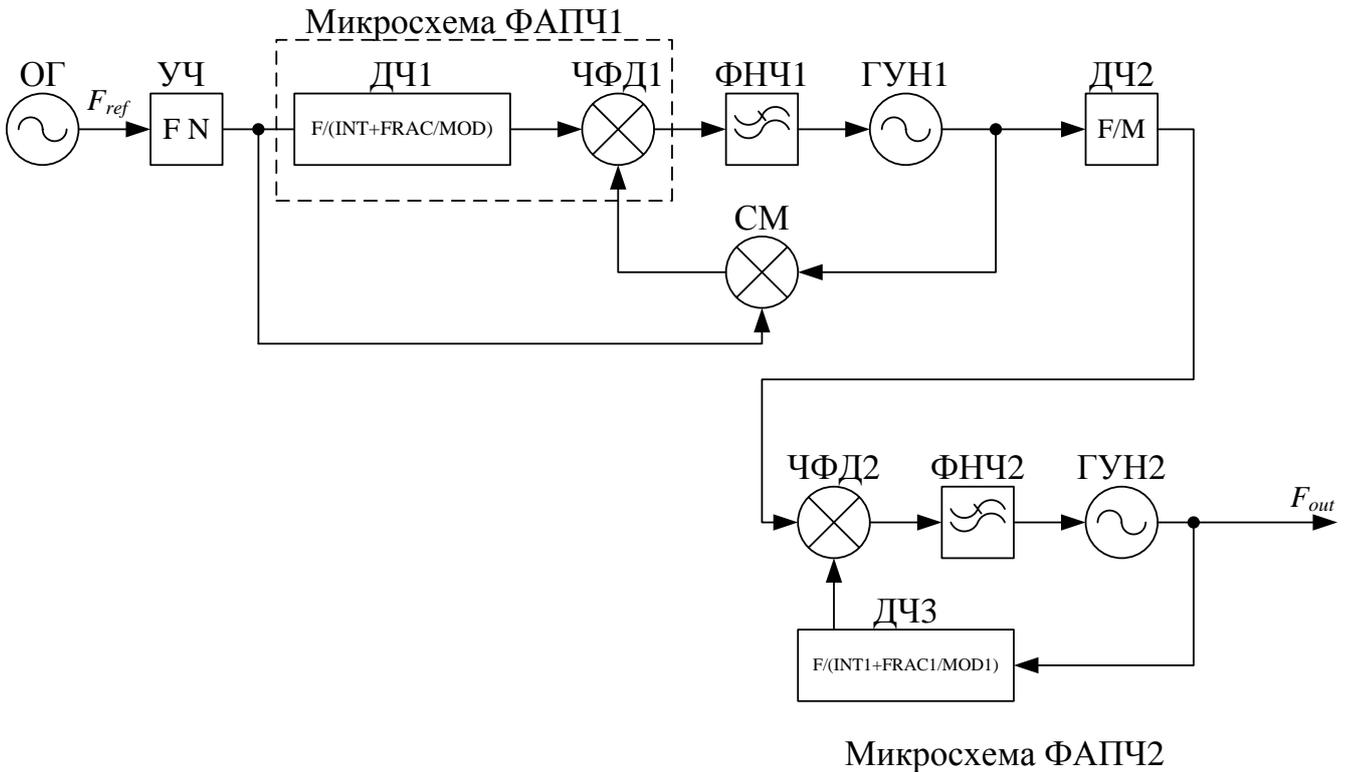


Рисунок 2.8 – Схема широкополосного синтезатора частоты с ФАПЧ с малым шагом перестройки частоты

Выходная частота рассчитывается по формуле (2.40):

$$F_{out} = N \cdot F_{ref} \left(1 \pm \frac{1}{INT + \frac{FRAC}{MOD}} \right) \cdot \frac{INT1 + \frac{FRAC1}{MOD1}}{M}, \quad (2.40)$$

где $INT1 + \frac{FRAC1}{MOD1}$ – коэффициент деления частоты в обратной связи основной ФАПЧ.

Величина $MOD1$ выбирается небольшой для эффективного подавления помех дробности петель ФАПЧ. Таким образом, шаг перестройки частоты системы в значительной степени определяется шагом перестройки частоты ГУН1 равный:

$$\delta F_{out} \approx \frac{N \cdot F_{ref}}{MOD \cdot INT^2} \cdot \frac{INT1 + \frac{FRAC1}{MOD1}}{M}, \quad (2.41)$$

то есть, шаг перестройки частоты ГУН1, пропорционально увеличенный в $\frac{INT1 + \frac{FRAC1}{MOD1}}{M}$ раз. Если частота ГУН1 примерно равна 2 ГГц, то на частоте ГУН2

20 ГГц шаг перестройки будет в десять раз больше – 1,49 Гц исходя из предыдущих расчетов.

Таким образом, эффективно подавляются помехи дробности при субгерцовом шаге перестройки и реализуется минимально достижимый фазовый шум для данной микросхемы, рассчитываемый по формуле (2.11) с учетом того, что $S_{ref}^{\cdot}(f)$, фигурирующая в (2.11) определяется как $S_t^{\cdot}(f)/M^2$, где M – коэффициент деления частоты на выходе смесителя, а

$$S_t^{\cdot}(f) = S_t(f) \cdot \left| \frac{K_{loop2}(f) / (INT1 + FRAC1/MOD1)}{1 + K_{loop2}(f)} \right|^2, \quad (2.42)$$

где $K_{loop2}(f)$ – комплексный коэффициент передачи разомкнутой основной петли ФАПЧ.

Как было показано выше, преобразование частоты в обратной связи ФАПЧ значительно снижает уровень фазовых шумов сигнала в пределах полосы пропускания петли обратной связи и в некотором диапазоне отстроек от несущей. Это происходит за счет исключения деления частоты в обратной связи, приводившего к превалированию шумов ЧФД над шумами опорного сигнала в пределах полосы пропускания ФАПЧ. Введение преобразования частоты меняет это соотношение на обратное, так как основным источником шума в полосе пропускания петли становится дополнительный сигнал, получаемый умножением частоты опорного сигнала. Таким образом, уровень фазовых шумов сигнала ГУН1 на рисунке 2.8 в пределах полосы пропускания петли ФАПЧ можно оценивать на уровне близком к фазовому шуму опорного сигнала, умноженного по частоте в N раз. Проходя через делитель частоты на M , сигнал попадает на вход основной ФАПЧ. Оптимальная полоса пропускания опорной ФАПЧ с точки зрения минимума шумов больше полосы пропускания основной ФАПЧ, так как уровень шумов опорного сигнала и ЧФД ниже. Таким образом, для расчета фазового шума сигнала ГУН2 при замкнутой основной петле ФАПЧ можно ограничиться только ГУН2, опорным сигналом с частотой масштабированной в N/M раз и ЧФД2, а остальные источники фазового шума в синтезаторе частоты опорного сигнала не рассматривать. Тогда

$$S_{out}(f) \approx S_{ref}^{\cdot}(f)_{f < f_L}, \quad (2.43)$$

где f_L – полоса пропускания основной петли ФАПЧ.

По сравнению с классическим решением с использованием микросхемы прямого цифрового синтезатора для получения малого шага перестройки частоты, данное решение оказывается выгоднее по энергопотреблению. Современные прямые

цифровые синтезаторы потребляют более 0,5 Вт, в то время как ГУН1, микросхема ФАПЧ1 и УЧ суммарно потребляют около 0,27 Вт.

2.7 Заключение

В данной главе было показано что:

1. Использование преобразования частоты дробного делителя частоты с сигма-дельта манипуляцией вверх с помощью умноженного по частоте сигнала опорного генератора для формирования опорного сигнала ФАПЧ позволяет получить герцовую перестройку частоты до 20 ГГц, существенно экономить в энергопотреблении по сравнению с применением прямого цифрового синтезатора и уровень фазовых шумов, определяемый опорным сигналом, ЧФД и ГУН выходной ФАПЧ;

2. Можно построить опорный генератор СВЧ 4 ГГц с качеством спектра не хуже кварцевого высокочастотного термостатированного, приведенного к частоте 4 ГГц, с использованием АПЧ с дисковым керамическим резонатором с добротностью 8 тысяч;

3. В схемах синтезаторов частот с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ допустимо использование выходного сигнала для формирования опорного путем деления частоты первого с получением частотных характеристик ФАПЧ аналогичных классическому решению с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ, с перспективой снижения просачивания дополнительного сигнала на выход системы.

Таким образом, приведены выражения, позволяющие сделать вывод о решении первых трех задач данной работы.

ГЛАВА 3 Результаты экспериментов и их обсуждение

В данной главе будут приведены результаты, полученные в рамках решения задачи по разработке линейки генераторов и синтезаторов частот, выполненных за время работы автора в НПФ "Микран".

3.1 Малошумящий генератор 4 ГГц

В Главе 2 было показано, что использование АПЧ с дискриминатором на резонаторе позволяет существенно снизить фазовый шум стабилизируемого генератора. В силу отсутствия высокочувствительной техники для подтверждения полученных в экспериментах фазовых шумов на уровне рассчитанных была необходимость построить два одинаковых генератора для измерения фазовых шумов сигнала биений между ними. Дело в том, что применяемый в экспериментах анализатор источников сигнала при своих выдающихся характеристиках чувствительности не способен измерить столь низкий фазовый шум. Поэтому измерялся фазовый шум сигнала биений между двумя практически идентичными генераторами с разницей по частоте около 10 МГц. Предполагая одинаковый характер спектра на интересующих отстройках и некоррелированность фазовых шумов генераторов, применялась коррекция результатов измерений на 3 дБ вниз для получения оценки спектра фазовых шумов каждого генератора. Схема генератора с указанием основных параметров элементов показана ниже.

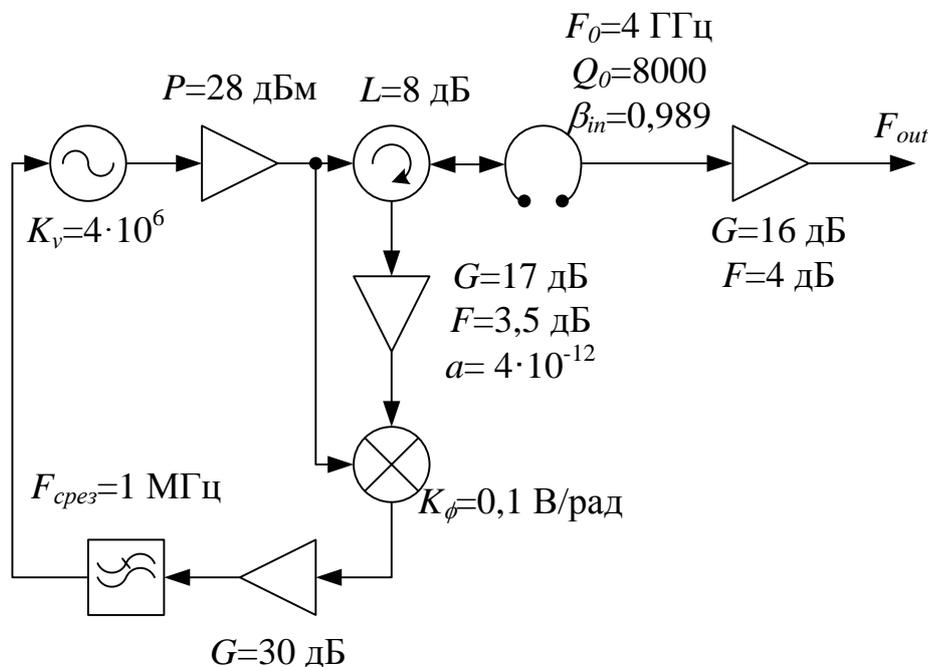


Рисунок 3.1 – Схема малошумящего генератора с АПЧ

Расчетные СПМ фазового шума приведены на рисунке 3.2. Как видно из рисунка, АПЧ существенно подавляет собственный фазовый шум стабилизируемого генератора – на 70 дБ. Вместо него проявляется фазовый шум, определяемый чувст-

вительностью системы АПЧ, которая в значительной степени зависит от фазовых шумов, вносимых МШУ.

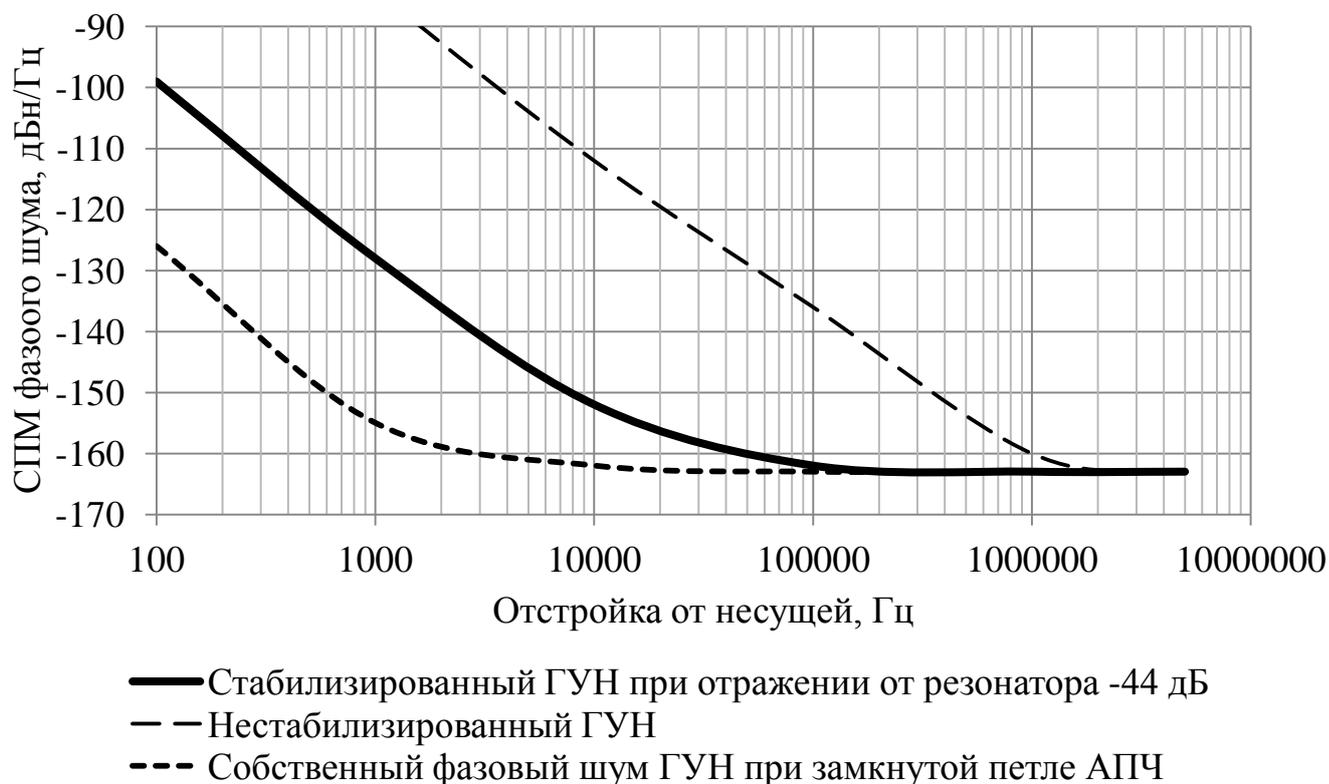


Рисунок 3.2 – Расчетные СПМ фазового шума стабилизированного генератора

На рисунке 3.3 приведено фото генератора.

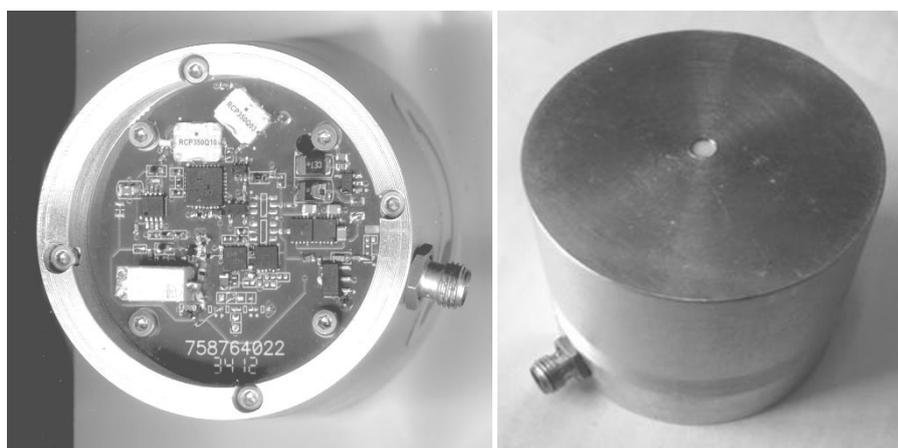


Рисунок 3.3 – Фото генератора

Резонатор типа ДРЦ ООО "Керамика" диаметром 13,2 и высотой 7,4 мм размещен на фторопластовой стойке внутри камеры из Д16Т внутренним диаметром 40 мм и высотой 25 мм. На крышке камеры размещается печатная плата со стабилизируемым ГУН, элементами петли АПЧ и элементами выходного тракта. Связь с резонатором осуществляется штырями через отверстия в крышке камеры. Стабилизируемый ГУН собран на коаксиальном резонаторе типа КРП 4х4,5 ООО "Керамика" и биполярном транзисторе ВFP650 фирмы Infineon. Усиление по мощности произво-

дится усилителем HMC327MS8 фирмы Analog Devices, выделение отраженной волны производится квадратурным делителем мощности RCP3500Q03, а ответвление сигнала гетеродина фазового детектора – ответвителем RCP3500Q10. Фазовый детектор реализован на смесителе MA4EX370L фирмы M/A-COM. Усиление и фильтрация сигнала фазового детектора реализовано на активных ФНЧ на операционных усилителях ADA4896-2 фирмы Analog Devices.

На рисунке 3.4 приведены спектры фазовых шумов сигнала биений между двумя одинаковыми генераторами с разнесом по частоте около 10 МГц [96].

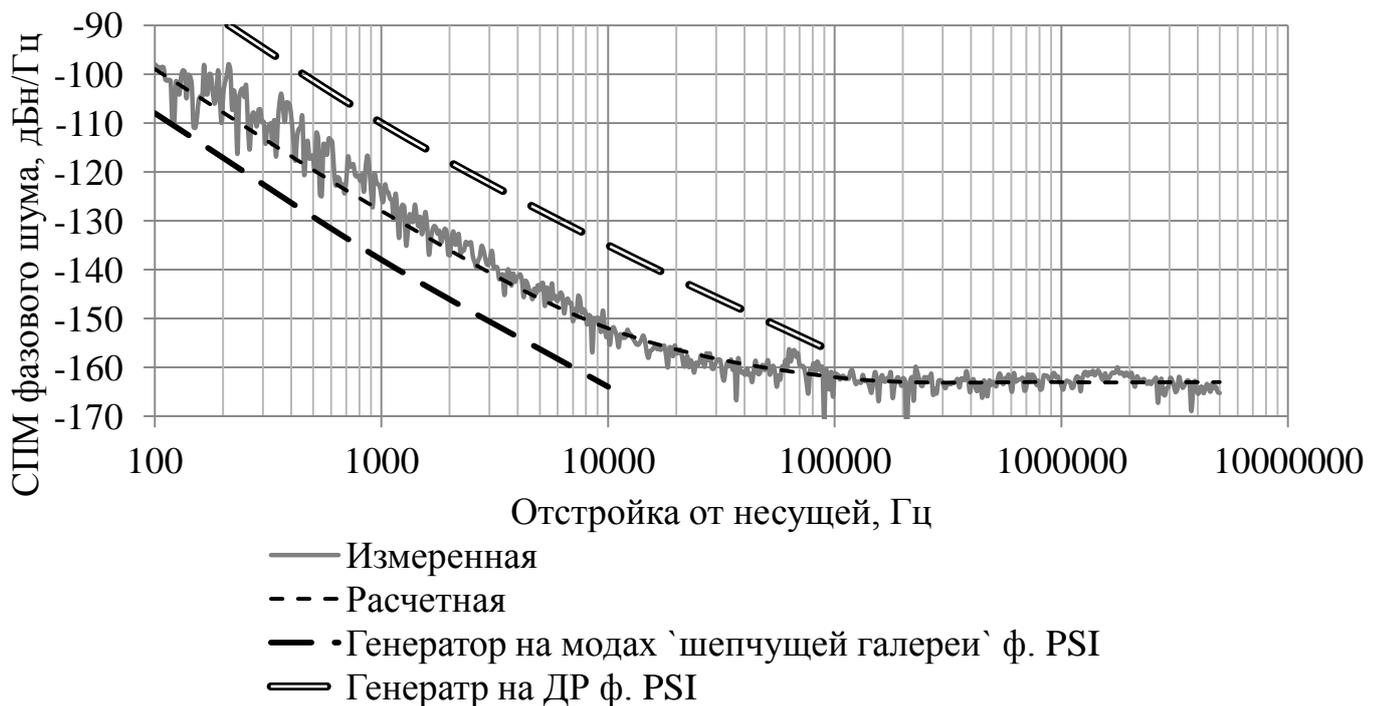


Рисунок 3.4 – Оценка СПМ фазовых шумов малошумящего генератора с АПЧ

На рисунке 3.4 для сравнения приведены спектры фазовых шумов генератора на ДР 1,3 ГГц [97] (верхняя кривая) и генератора с резонатором на модах "шепчущей галереи" фирмы Poseidon Scientific Instruments (теперь Raytheon Corporation). Оба спектра приведены к частоте 4 ГГц введением поправки в виде отношения частоты в описании к 4 ГГц. Из рисунка видно, что по сравнению с простой кольцевой схемой автогенератора на ДР, АПЧ способна дать выигрыш около 15 дБ. Почти столько же данный генератор проигрывает генератору на модах "шепчущей галереи". Однако, сапфировый резонатор в режиме "шепчущей галереи" имеет собственную добротность почти 200 тысяч в отличие от примененного с добротностью всего 8 тысяч. Логично было бы предположить, что таким образом увеличена эквивалентная добротность, отношение которой к добротности резонатора на модах "шепчущей галереи" такое же, как и отношение спектров фазовых шумов – до 50 тысяч, как это было сделано в [98]. Однако такой подход не имеет физической основы.

Правильнее было бы описать данный эффект с позиции эквивалентного нивелирования потерь в цепи обратной связи генератора и снижения коэффициента шума усилителя. Модель Лисона оперирует со входной мощностью усилителя, которая отличается от выходной мощности на величину потерь в цепи обратной связи (в децибелах). Минимально достижимые потери в цепи обратной связи при минимуме фазовых шумов составляют 6 дБ (коэффициенты входной связи равны 0,5 дБ, а суммарная связь равная их сумме равна 1 [35]). Фильтрация паразитных мод легко увеличивает данный показатель на несколько децибел (обычно на 1-3 дБ в зависимости от типа фильтра). Коэффициент фазового шума усилителя в режиме насыщения принимается большим, чем коэффициент шума в классическом понимании [61], который в свою очередь составляет обычно 1-6 дБ в зависимости от типа усилителя. Формула (2.10), описывающая предельный спектр фазовых шумов в генераторе с АПЧ оперирует с выходной мощностью усилителя и коэффициентом шума МШУ в его классическом понимании, а значит, очевиден выигрыш на 8-17 дБ, минимум. Что и наблюдается на рисунке 3.4.

На рисунке 3.5 приведены спектры фазовых шумов генератора в сравнении с умноженным по частоте термостатированным кварцевым генератором ONYX IV фирмы Wenzel Associates.

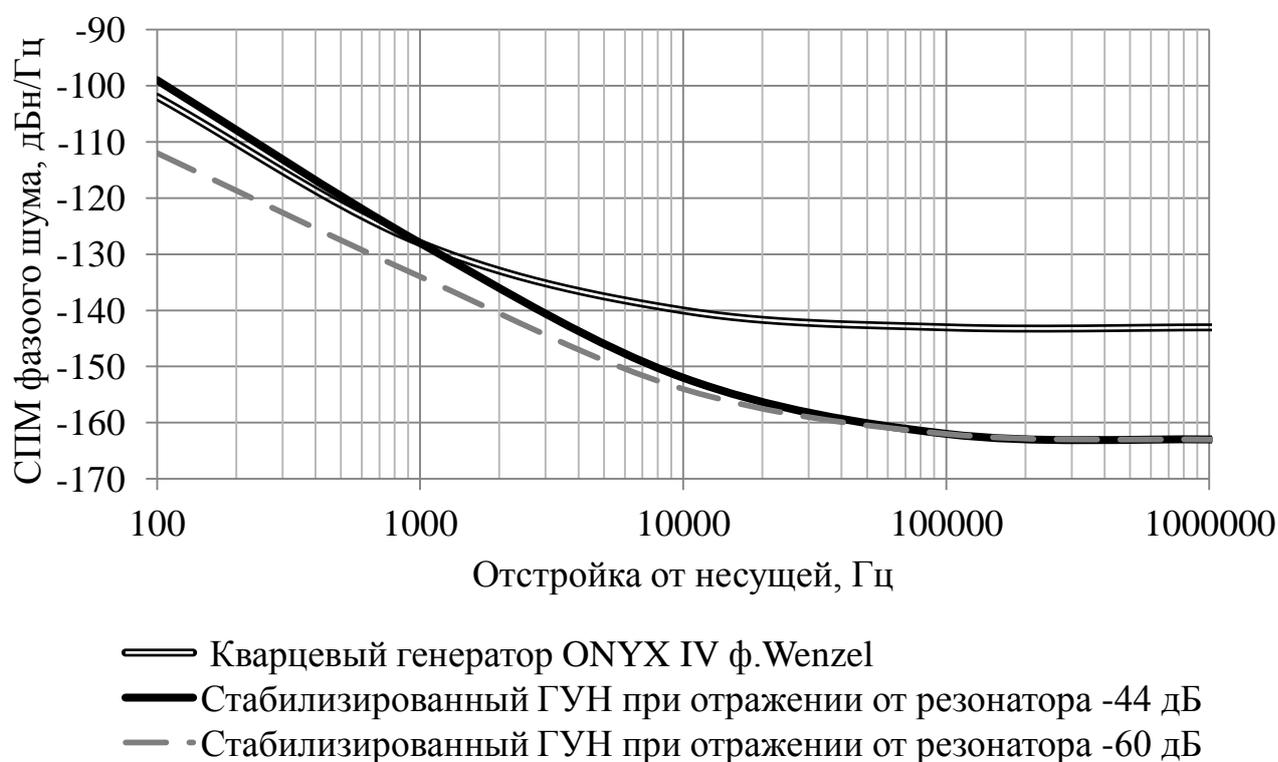


Рисунок 3.5 – К сравнению спектров фазовых шумов

Из рисунка видно, что описанный генератор с АПЧ может стать выгодной альтернативой умноженному по частоте кварцевому генератору, а при перенастройке режима (повышение параметра CS) превзойти его по качеству спектра. Кроме того, значительный выигрыш в уровне фазовых шумов на отстройках 10 кГц и выше

делает описанный генератор претендентом на использование в качестве опорного в перспективных разработках малошумящих синтезаторов частот. При этом в конструкции используется относительно низкодобротный резонатор.

Использование более добротных резонаторов с модами "шепчущей галереи" способно снизить уровень фазовых шумов до рекордных значений минус 146 дБн/Гц и ниже на отстройке 1 кГц от несущей 10 ГГц. Однако это сопряжено с рядом трудностей. Основная трудность заключается в выделении отраженной волны с минимальными потерями мощности и вносимым фазовым шумом. Известно, что ферритовые Y-циркуляторы, применяемые с данной целью вносят избыточный фазовый шум [61], ограничивающий фазовый шум выходного сигнала на уровне минус 140 дБн/Гц на отстройке 1 кГц от несущей 10 ГГц. Попытки заменить циркулятор на пассивные элементы приводят к делителям мощности, вносящим суммарные потери, минимум, 6 дБ, либо к сложной системе возбуждения бегущей волны в резонаторе [91]. Как показали эксперименты, использование такой системы очень затруднительно, так как требует тонкой настройки и точного изготовления деталей. Поиски альтернативного решения привели к простой конструкции, показанной на рисунке 3.6 [99-102].



Рисунок 3.6 – Фото макета резонатора с устройством выделения отраженной волны

В резонаторе диаметром около 37 мм возбуждается бегущая волна с помощью подвешенной линии на частоте 10,3 ГГц. Связь с резонатором по ходу движения волны сначала плавно нарастает, а затем убывает. Таким образом, электромагнитное поле плавно перетекает из линии в резонатор, где практически полностью поглощается (см. рисунок 3.7). На выходе линии формируется минимум коэффициента передачи. При этом сама линия согласована.

Как видно из рисунка, потери мощности при выделении отраженной волны составляют около 1 дБ (коэффициент передачи за пределами резонанса), а сама система, очевидно, проста. Ожидается, что при описанном подходе и при уровне входной мощности АПЧ всего 100 мВт может быть получен уровень фазовых шумов минус 146 дБн/Гц на отстройке 1 кГц от несущей 10 ГГц, а увеличение мощности до

0,5 Вт понизит данный показатель на 7 дБ – до рекордных минус 153 дБн/Гц. Конструкция устройства возбуждения защищена патентом [103].

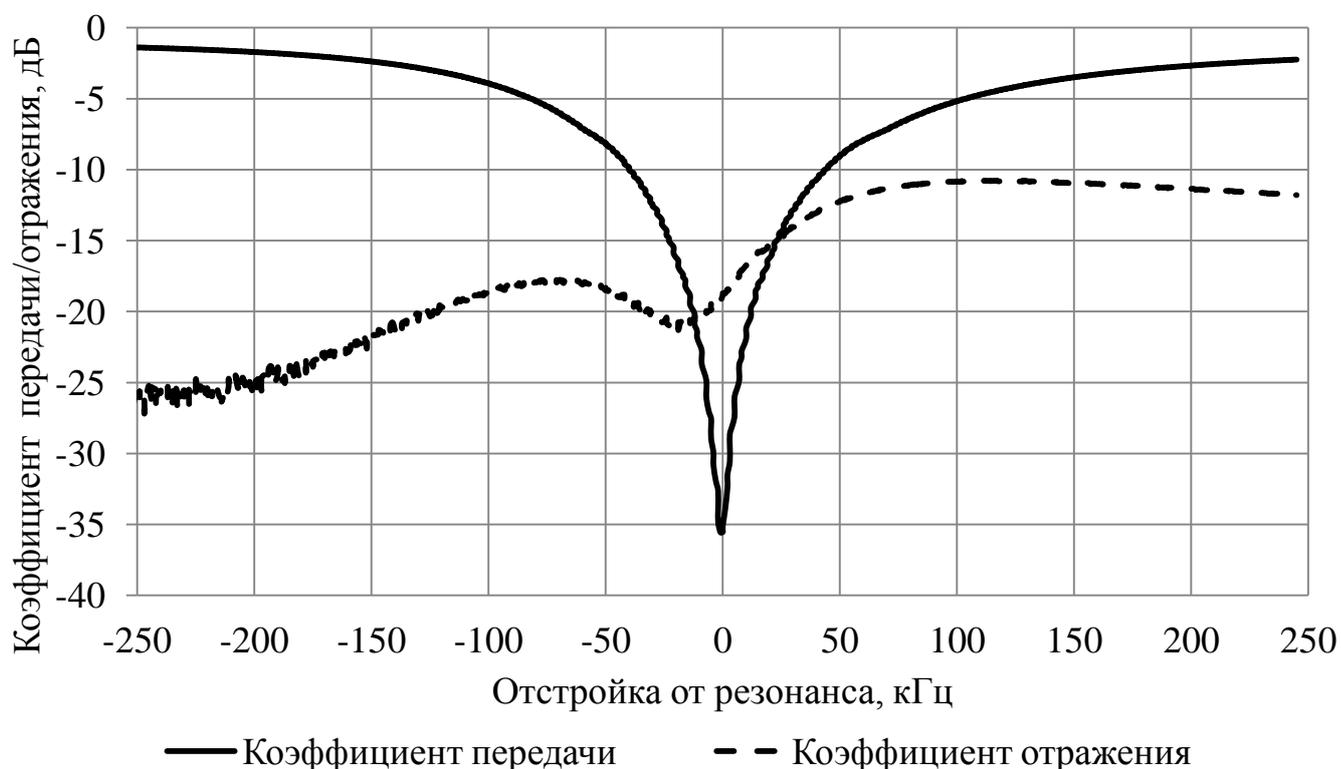


Рисунок 3.7 – Частотные характеристики резонатора в режиме бегущей волны на моде HE_{911} на частоте 10,3 ГГц

Хотя резонатор с модами "шепчущей галереи" способен обеспечить рекордно низкий фазовый шум генератора, оправданность его применения может вызывать сомнения. Во первых, монокристаллические резонаторы относительно дороги, крупногабаритны и трудны в обработке для подгонки частоты. Во вторых, для них характерна значительная термочувствительность резонансной частоты в сотни кГц/К [61], требующая термостатирования. В третьих, указанный шумовой потенциал генератора на практике крайне трудно реализовать в синтезаторах частот. Как показывает опыт фирмы "Элвир", вкладывающей значительные усилия в разработку таких устройств, уровень фазовых шумов на отстройке 1 кГц от несущей 10 ГГц составляет минус 122 дБн/Гц, а на 10 кГц – минус 143 дБн/Гц [104]. На частоте 4 ГГц это соответствует минус 130 и 151 дБн/Гц соответственно, что сравнимо с результатами, полученными с АПЧ на ДР. Учитывая гораздо меньшие размеры ДР и простоту обработки для подгонки частоты, его можно рассматривать в качестве оптимального выбора для построения опорного источника СВЧ для синтезаторов частот новых поколений.

3.2 Синтезатор частот с малым шагом перестройки по частоте

В 2.6 была показана возможность существенного снижения шага перестройки синтезатора частоты с ФАПЧ при сохранении качества спектра и умеренном росте энергопотребления.

Автором был реализован сверхширокополосный синтезатор частот от 25 МГц до 20 ГГц с малым шагом перестройки около 1 Гц, где верхняя октава 10-20 ГГц формируется ГУН2 по схеме на рисунке 3.8, а выходная частота ГУН2 делится с переменным коэффициентом деления от 1 до 512.

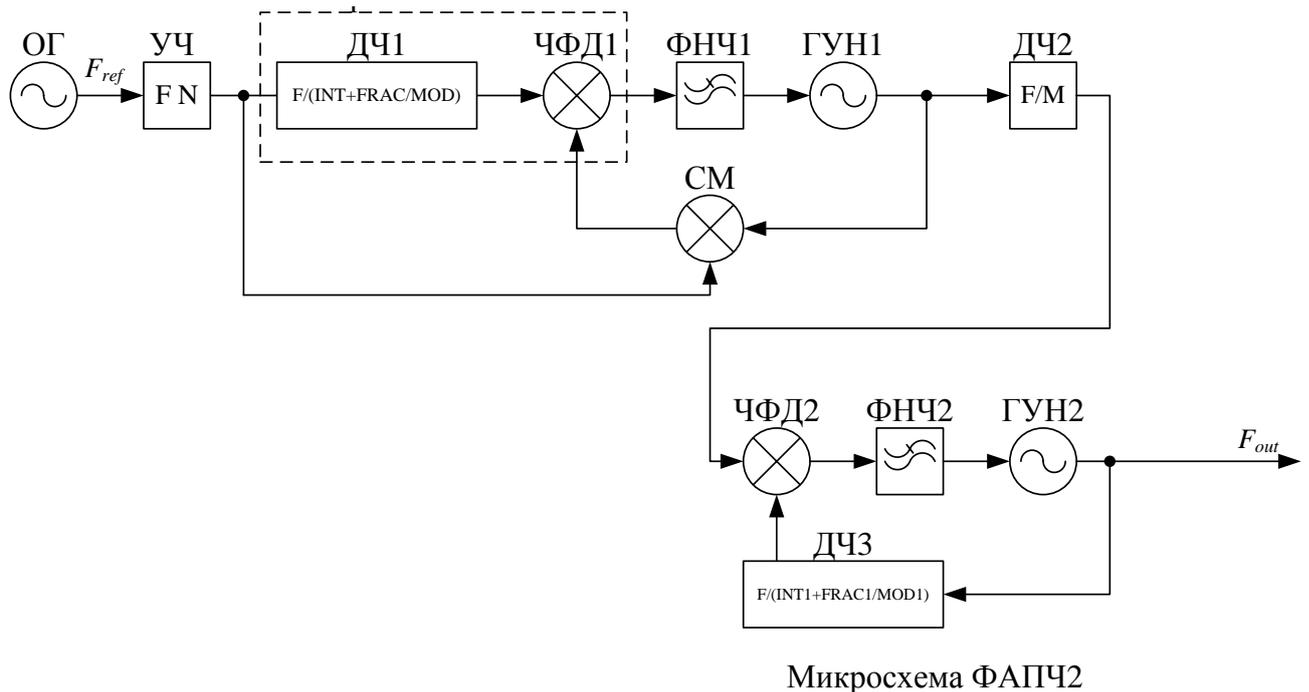


Рисунок 3.8 – Схема синтезатора частот с малым шагом перестройки

Выходная частота всей системы определяется комбинацией коэффициентов деления частоты микросхем ФАПЧ. При этом перепрограммирование коэффициента деления частоты микросхемы ФАПЧ2 MAX2880 фирмы Maxim Integrated обеспечивает перестройку с относительно крупным шагом, так как MOD1 выбран близким к 10, чтобы петля ФАПЧ2 эффективно подавляла помехи от работы дробного делителя частоты. Заполнение промежутков между точками сетки микросхемы ФАПЧ2 реализуется подстройкой опорной частоты с малым шагом, обеспечиваемым опорным синтезатором на микросхеме ФАПЧ1. Итоговый шаг перестройки частоты оценивается на уровне 1 Гц на максимальной выходной частоте. При этом качество спектра выходного сигнала определяется исключительно ОГ, микросхемой ФАПЧ2 и ГУН2, а остальные элементы не учитываются. Сигнал ОГ генерируется кварцевым ГУН на резонаторе АТ-среза с третьей гармоникой на частоте 100 МГц, стабилизированной термокомпенсированным кварцевым генератором с помощью дополнительной ФАПЧ (на схеме не показаны). Частота ОГ умножается в 20 раз и использу-

ется для преобразования частоты ГУН1, работающего на частотах около 2080 МГц. Затем частота ГУН1 делится на 16 и подается в качестве опорной на микросхему ФАПЧ2.

На рисунке 3.9 показаны спектры фазовых шумов опорного синтезатора частот и его элементов. Ожидаемо, что фазовый шум выходного сигнала ГУН1 ниже фазового шума в случае, если была бы использована типовая схема включения микросхемы ФАПЧ ADF4159 фирмы Analog Devices. При этом, шаг перестройки по частоте оценен на уровне 0,149 Гц, а не 2,98 Гц для типового включения.

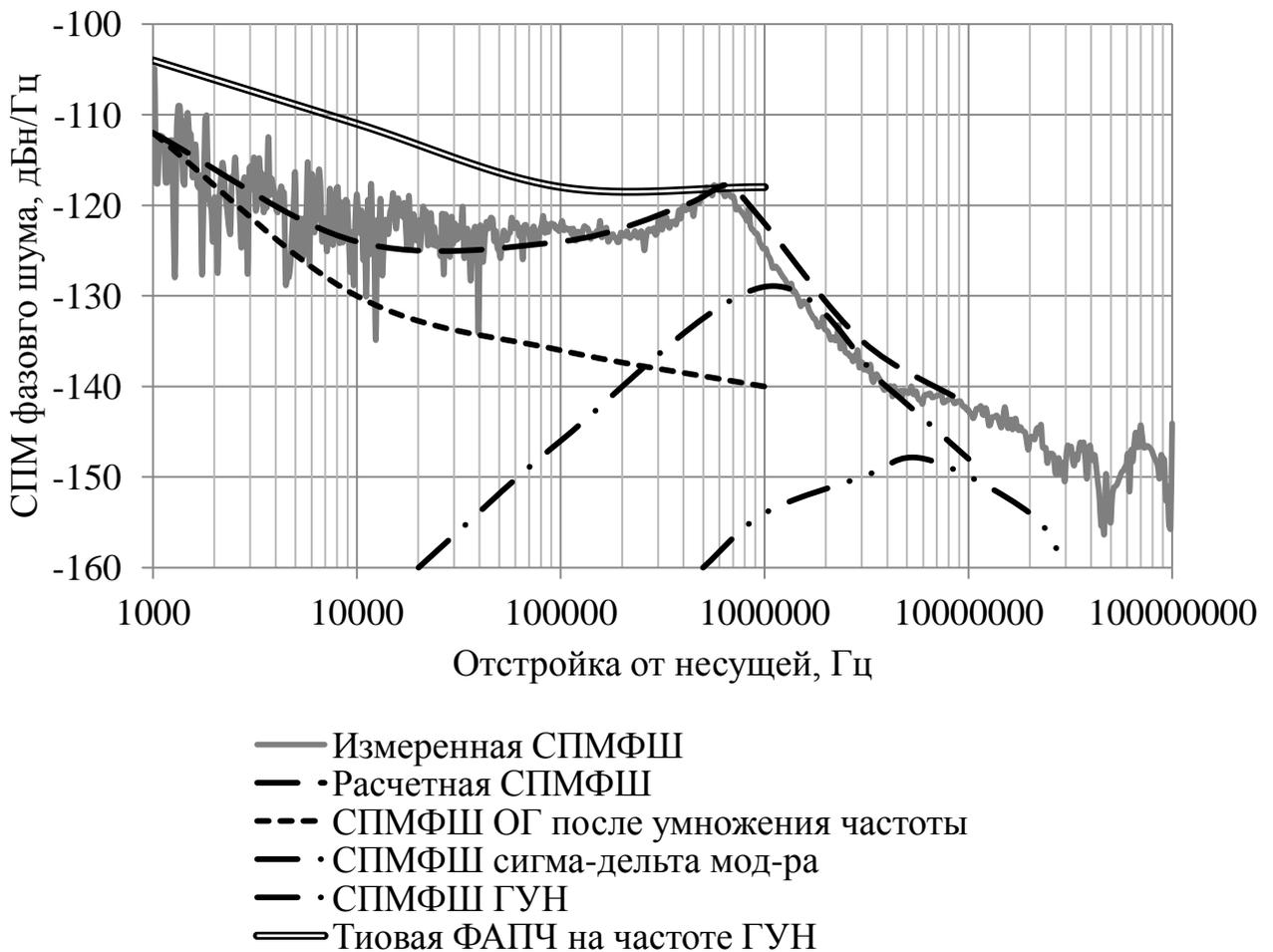


Рисунок 3.9 – Спектры фазовых шумов элементов опорного синтезатора

На рисунке 3.10 показаны спектры фазовых шумов выходного сигнала системы с учетом деления частоты вниз до 25 МГц.

Следует обратить внимание на характеристику СПМ фазового шума на частоте 1 ГГц и сравнить ее с расчетной характеристикой типовой ФАПЧ (кривая "ЧФД"). Расчетный уровень СПМ фазового шума на отстройках 1 и 10 кГц практически полностью совпадает с измеренным спектром на рисунке 3.10. Уровень СПМ фазового шума опорного синтезатора на 6-12 дБ ниже. То есть, СПМ фазового шума выходного сигнала определяется исключительно ЧФД, как это бывает в типовых

схемах ФАПЧ. На больших отстройках проявляется влияние частотной неравномерности петли ФАПЧ и фазового шума ГУН, а на меньших – ОГ.

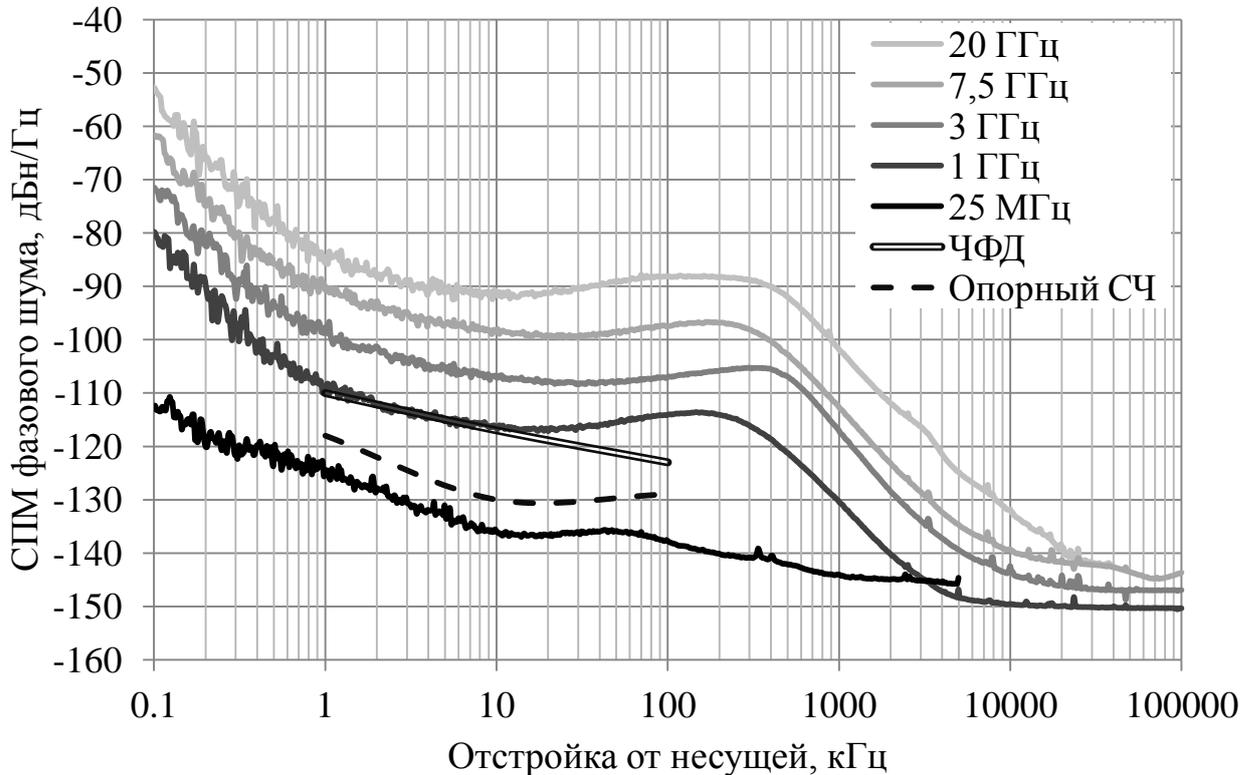


Рисунок 3.10 – Спектры фазовых шумов выходного сигнала системы на разных частотах

Помехи от работы дробных делителей частоты наблюдались далеко за пределами полосы пропускания петли ФАПЧ и были существенно подавлены до уровня минус 70-60 дБн.

На рисунке 3.11 приведена осциллограмма сигнала биений частоты около 20 ГГц двух синтезаторов, отстоящих по частоте друг от друга на величину шага. Очевидно, шаг перестройки на частоте 20 ГГц не превосходит 1 Гц.

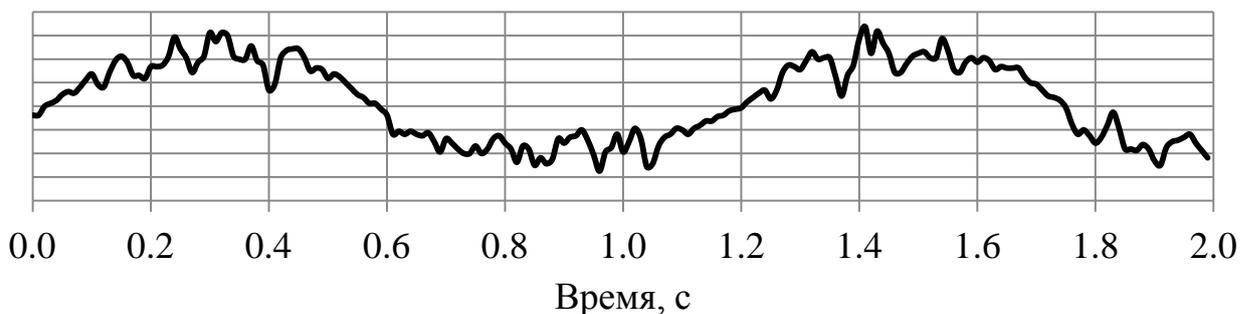


Рисунок 3.11 – Сигнал биений

На рисунке 3.12 приведены временные диаграммы сигналов строба и готовности системы (верхний график) при перестройке частоты (нижний график) генератора сигналов PLG06 между произвольными точками. Строб-сигнал запускает программирование микросхем ФАПЧ системы. После установления частоты система сигнализирует о готовности к следующему скачку по частоте выдачей положительного импульса. Из рисунка видно, что время перестройки частоты немного превосходит 30 мкс. В PLG12/20 данный параметр составляет 100 мкс из-за большего диапазона перестройки частоты ГУН.

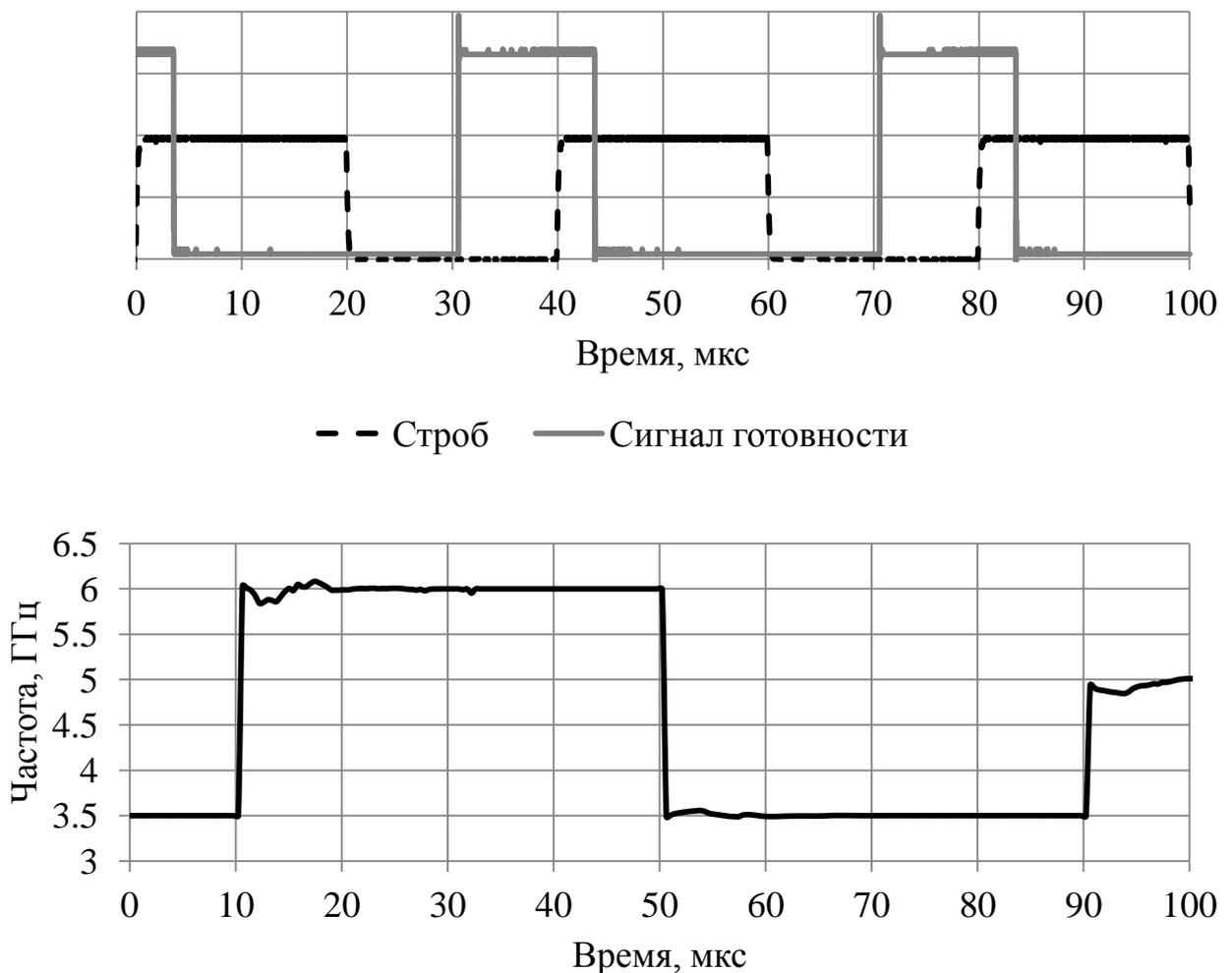


Рисунок 3.12 – Временные диаграммы

Оценка энергопотребления системы в сравнении с типовым случаем применения ПЦС для формирования опорного сигнала для микросхемы ФАПЧ1 вместо делителя частоты выглядит следующим образом. Микросхема ФАПЧ ADF4159 фирмы Analog Devices потребляет около 100 мВт, ГУН НМС384LP4 фирмы Analog devices также потребляет 100 мВт, пара делителей частоты НМС426MS8 (с общим коэффициентом деления 16) фирмы Analog Devices потребляют около 60 мВт. Итого, 260 мВт. ПЦС в зависимости от модели потребляет, минимум, 400 мВт (AD9956 фирмы Analog Devices), а при формировании сигнала со спектром приемлемого качества на частотах около 100 МГц – 770 мВт (AD9912 фирмы Analog Devices). Таким образом,

энергопотребление синтезатора опорной частоты на рисунке 3.8 в два-три раза ниже случая применения ПЦС, при таком же качестве спектра выходного сигнала всей системы и шаге перестройки 1 Гц. Способ получения малого шага перестройки по частоте при малом энергопотреблении и фазовом шуме в синтезаторе с ФАПЧ защищен патентом на изобретение [105].

Описанная структура синтезатора частот легла в основу новой линейки измерительных генераторов сигналов СВЧ от 25 МГц до 6/12/20 ГГц PLG06/12/20, входящих в серию приборов Portable Lab Devices. PLG06 и PLG12 внедрены в серийное производство, PLG20 находится в финальной стадии разработки [106]. Все генераторы сигналов разработаны автором. В данную серию входят измерители мощности и войдут генераторы сигналов произвольной формы. Характерной особенностью серии является использование исключительно одного кабеля распространенной шины USB для питания и управления прибором. Сам прибор при этом должен реализовывать функционал типичного настольного прибора, питающегося от сети переменного тока напряжением 220 В, но быть малогабаритным (умещаться на ладони) и легким. Идея создания такой серии была предложена автором.

В генераторах сигналов PLG06/12/20 реализованы типичные функции:

- управление частотой и мощностью;
- аналоговая модуляция выходного сигнала (АМ, ЧМ, ФМ и импульсная);
- сканирование по частоте, мощности и произвольному списку;
- дополнительный источник сигналов стандартных форм с регулировкой амплитуды до 3 В и частоты до 1 МГц;
- возможность интегрирования в измерительные системы и комплексы, благодаря наличию портов для подачи и съема сигналов синхронизации и модуляции;
- поддержка распространенной системы текстовых команд стандарта SCPI.

При этом в составе генераторов используются типовые электронные компоненты массового производства.

Размеры генератора не превосходят 125х65х25 мм, а вес – 250 г.

На рисунке 3.13 показано фото генератора в комплекте с принадлежностями и упаковкой.



Рисунок 3.13 – Фото генератора сигналов СВЧ PLG12-12F (разработан автором)

В таблице 3.1 приведены характеристики генератора PLG06 в сравнении с ближайшими настольными аналогами с питанием от сети переменного тока.

Т а б л и ц а 1 – Сравнение генератора PLG06 с аналогами

Характеристика\Прибор	PLG06	N5181A Keysight Technologies	SMC100A Rohde & Schwarz
Диапазон мощностей	-40...10 дБм	-110...23 дБм	-120...19 дБм
Шаг перестройки	1 дБ	0,01 дБ	0,01 дБ
Диапазон частот	25...6000 МГц	0,1...6000 МГц	0,009...3200 МГц
Шаг перестройки	1 Гц	0,01 Гц	0,001 Гц
СПМ фазового шума на 10 кГц от несущей 1 ГГц	-122 дБн/Гц	-121 дБн/Гц	-110 дБн/Гц
Уровень помех дискретного спектра	-70 дБн	-47 дБн	-54 дБн
Модуляции	АМ, ЧМ, ФМ, ИМ внеш/внутр	АМ, ЧМ, ФМ, ИМ внеш/внутр	АМ, ЧМ, ФМ, ИМ внеш/внутр
Параметры ИМ:			
Подавление в паузе	56 дБ	80 дБ	80 дБ
Длительность фронтов	8...9 нс	<10 нс	<100 нс
Минимальное время перестройки	50 мкс	400 мкс	<3 мс
Габариты, масса	125x65x25 мм, 250 г	432x426x88 мм, 12,5 кг	368x236x112 мм, 3,5 кг

Из таблицы видно, что по ряду характеристик PLG06 превосходит свои аналоги, питающиеся от сети переменного тока.

Попытки сравнения приборов PLG с аналогами, также питающимися и управляющимися по шине USB сводятся к неоспоримому преимуществу PLG практически по всем параметрам. При этом количество аналогов для сравнения стремительно снижается при росте выходной частоты. Следует отметить, что среди аналогов отсутствуют генераторы отечественного производства. В приложении А приведены сравнительные таблицы для приборов диапазона 6, 12 и 20 ГГц. Сравнивая приборы PLG можно прийти к выводу, что разработанные изделия обладают уникальным сочетанием малого энергопотребления, габаритов и, очевидно, стоимости и функциональных возможностей. Можно предположить о создании ниши портативных изме-

рительных генераторов с высокими функциональными возможностями отечественного производства. Конструкция генераторов PLG защищена патентом на промышленный образец [107].

3.3 Малошумящий октавный синтезатор частот 5-10 ГГц

Нестандартная схема синтезатора частот с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ, описанная в п. 2.6 и изображенная на рисунке 2.6 была реализована в новом экспериментальном синтезаторе частот диапазона 5-10 ГГц с малыми фазовыми шумами и шагом перестройки частоты. Основное назначение устройства – генерирование сигнала гетеродина в анализаторе спектра СК4М-18/50 и разрабатываемом высококачественном генераторе сигналов СВЧ диапазона серии Г7М. Схема синтезатора частот приведена на рисунке 3.14.

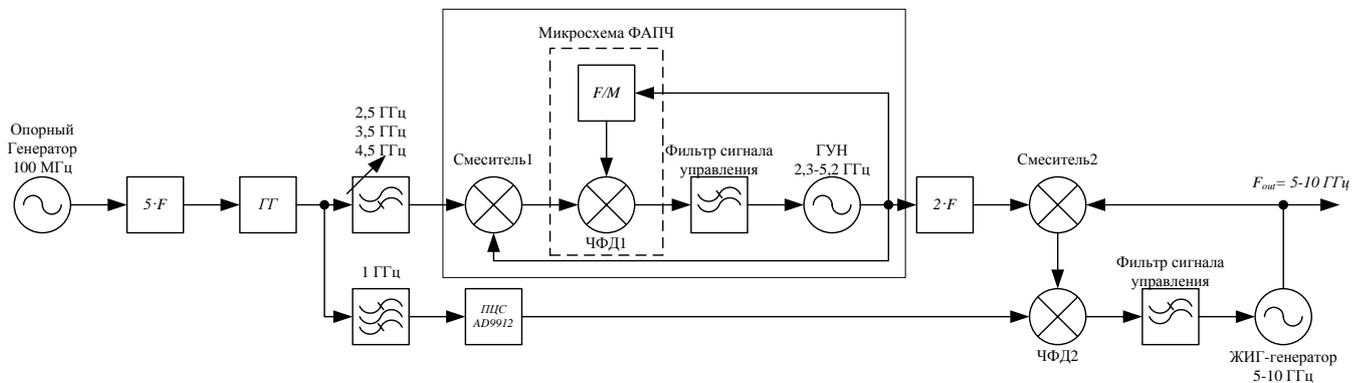


Рисунок 3.14 – Схема малошумящего синтезатора 5-10 ГГц

Система реализована по схеме с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ, нивелирующей влияние ЧФД на фазовый шум выходного в пределах полосы пропускания петли. Попытка реализации подобной схемы, но с делением частоты дополнительного сигнала предпринималась ранее [108], но шумовые характеристики не были подтверждены из-за отсутствия соответствующей измерительной техники. При таком подходе фазовый шум выходного в значительной степени определяется фазовым шумом дополнительного сигнала для преобразования частоты в пределах полосы пропускания петли. Для получения максимальной фазовой стабильности выходного сигнала в качестве стабилизируемого генератора выбран ЖИГ-генератор, использующий максимально добротный резонатор СВЧ с перестройкой частоты выше октавы. Дополнительный сигнал формируется ГУН, стабилизируемым опять же петлей ФАПЧ с преобразованием частоты в обратной связи, где опорный сигнал формируется нестандартным способом – делением частоты ГУН с большим коэффициентом деления. Дополнительный сигнал для преобразования частоты формируется генератором гармоник сигнала 500 МГц с переключаемым фильтром верхних частот (ФВЧ). ФВЧ выделяет две наиболее мощные гармоники в диапазоне частот 2,5-3, 3,5-4 и 4,5-5 ГГц, подавляя относительно низкочастотные компоненты, которые, как правило, имеют большую мощность, чем полезные. Сиг-

нал 500 МГц получается умножением частоты на пять сигнала опорного термостабирированного кварцевого генератора 100 МГц. Одна из гармоник (1 ГГц) после фильтрации используется для тактирования ПЦС AD9912 фирмы Analog Devices, формирующего опорный сигнал основной ФАПЧ и обеспечивающий перестройку выходной частоты системы с малым шагом порядка микрогерц. Таким образом, в системе присутствуют две петли ФАПЧ с преобразованием частоты в обратной связи, одна из которых вложена в другую.

Необходимость ФВЧ определена эмпирически в результате множества экспериментов. Как показала практика, шумовые характеристики сигнала синтезатора с преобразованием частоты в обратной связи существенно зависят от спектрального состава дополнительного сигнала. При отсутствии фильтрации уровень фазовых шумов превосходит расчетный на 10-20 дБ. Подавление нежелательных гармоник в низкочастотной части спектра улучшает картину фазовых шумов практически до расчетного уровня. При этом в спектре дополнительного сигнала остаются всего две гармоники максимального и примерно одинакового уровня. Влияние полигармоничности дополнительного сигнала на качество спектра системы не изучено и может стать темой отдельной работы.

Формирование опорного сигнала во вложенной петле и фазовое детектирование обеспечивается одной микросхемой ФАПЧ ADF4159 фирмы Analog Devices. Такой подход позволяет минимизировать место, занимаемое синтезатором частот дополнительного сигнала без потерь качества спектра выходного сигнала. Кроме того, появляется возможность изменения коэффициента деления частоты, а значит и дополнительная степень свободы в оптимизации режима работы всей системы. Поскольку частота ГУН изменяется в пределах 2,3-5,2 ГГц, а частота работы ЧФД составляет около 100 МГц, коэффициент деления частоты ADF4159 будет изменяться в пределах 23-52. Это значит, что в выражении (2.33) последний сомножитель в виде скобки упрощается до единицы, а все выражение идентично случаю типового преобразования частоты в обратной связи. Тогда частотные характеристики петли ФАПЧ дополнительного синтезатора будут аналогичны характеристикам типовой ФАПЧ с преобразованием частоты в обратной связи. Выходная частота системы определяется как

$$F_{out} = F_{DDS} \pm 2 \cdot F_{add} , \quad (3.1)$$

где F_{DDS} – частота сигнала ПЦС;

F_{add} – частота дополнительного сигнала;

знак "±" соответствует выбранному наклону дискриминационной характеристики ЧФД.

На рисунке 3.15 приведены фото синтезатора частот.

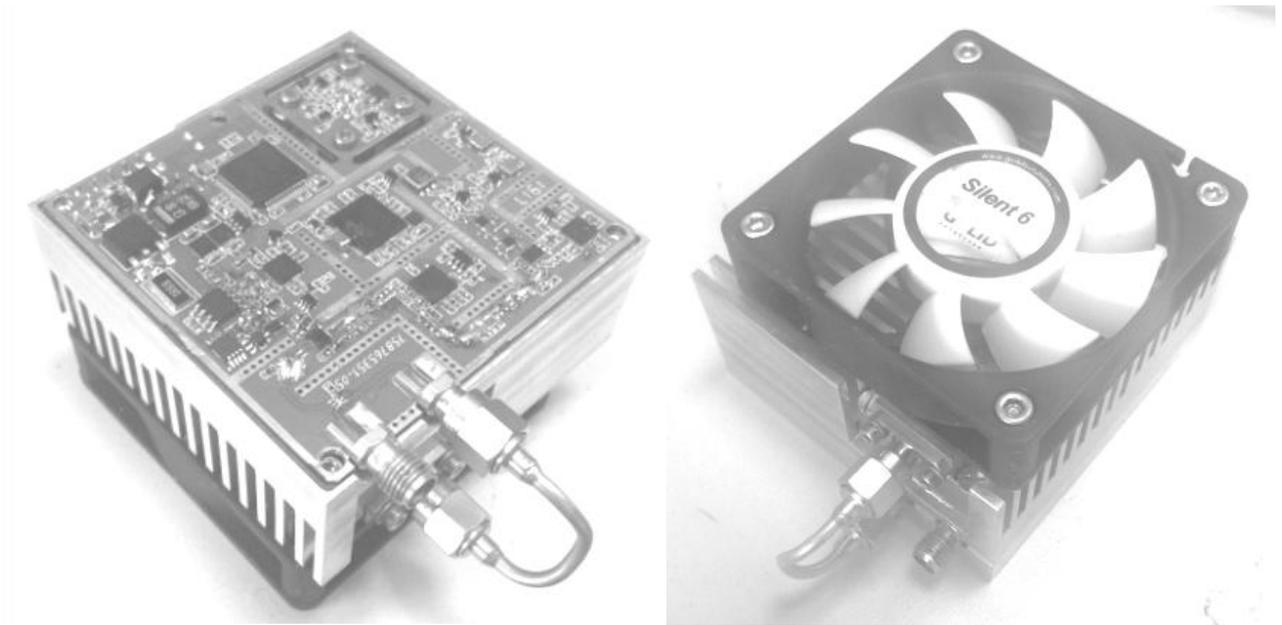


Рисунок 3.15 – Фото синтезатора частот (разработан автором)

Практически вся система размещена на печатной плате размерами 57x57 мм, включая:

- термостатированный кварцевый генератор 100 МГц, отделенный от остальной части термобарьерами в виде фрезерованных окон в плате – в верхнем углу;
- драйвер управления ЖИГ-генератором в виде управляемого источника тока и ЧФД – в левом углу;
- ПЦС – в середине;
- умножитель частоты опорного генератора, генератор гармоник и синтезатор частот дополнительного сигнала – в правом углу, кроме ГУН – правее и ниже ПЦС.

ЖИГ-генератор размещен с обратной стороны под вентилятором охлаждения. Рассеиваемая мощность системы составляет 20 Вт, что требует контактного или принудительного охлаждения вентилятором.

Спектры фазовых шумов дополнительного сигнала удвоенного по частоте при различных частотах выходного сигнала ЖИГ-генератора представлены на рисунке 3.16. На рисунке прослеживается характерный рост фазовых шумов на 6 дБ на отстройках от несущей до 1 МГц в пределах выходной октавы. В конструкцию фактически интегрирован термостатированный генератор МОХО-100 производства НПФ "Микран" с уровнем фазового шума до минус 175 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей. Это соответствует уровню минус 135 дБн/Гц на частоте 10 ГГц, что ниже измеренного значения почти на 10 дБ. Как показывает практика, при умножении частоты кварцевого генератора со столь низким фазовым шумом, как у МОХО-100, основной вклад в рост фазового шума сверх известного закона повышения на

$20\lg(\text{коэффициента умножения частоты})$ вносит сам умножитель частоты. Данный факт подтверждается измерением спектра фазовых шумов тактового сигнала ПЦС. На рисунке 3.17 приведены спектры фазовых шумов тактового сигнала ПЦС, приведенный к частоте 10 ГГц, и спектр фазовых шумов дополнительного сигнала после удвоения частоты.

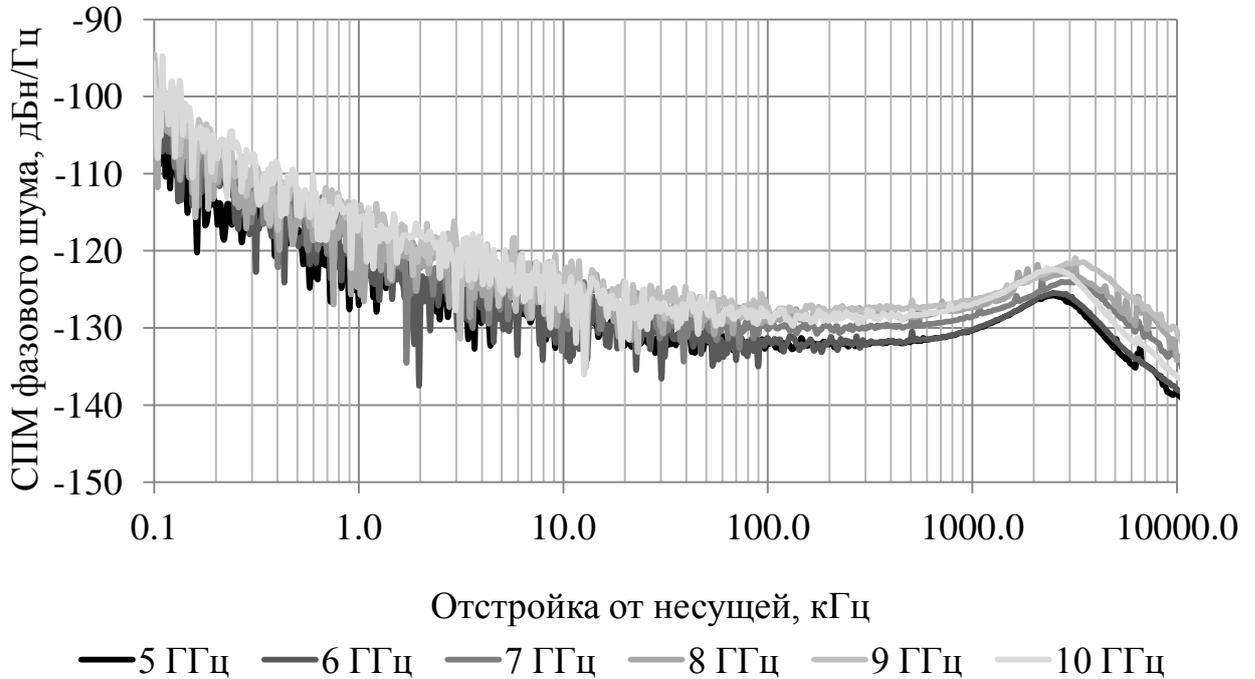


Рисунок 3.16 – Спектры фазовых шумов дополнительного сигнала на разных частотах выходного сигнала системы

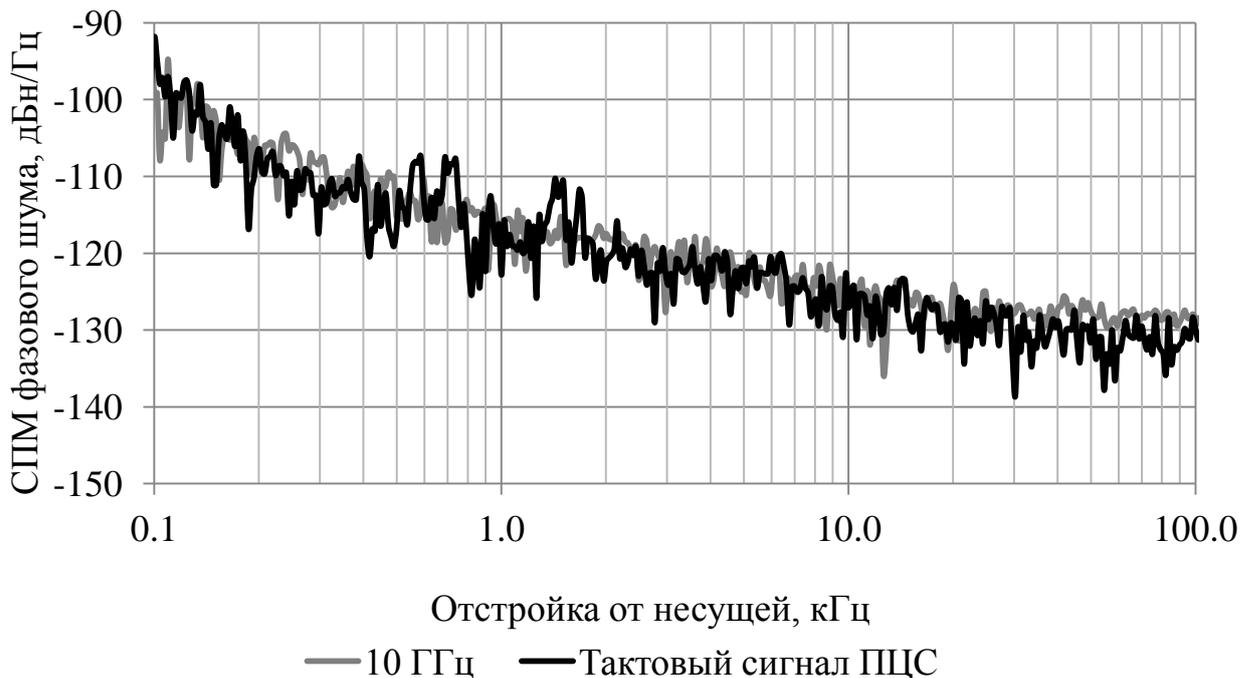


Рисунок 3.17 – Сравнение спектров фазовых шумов дополнительного сигнала и тактового сигнала ПЦС на частоте 10 ГГц

Практически полное совпадение спектров фазовых шумов сигналов на рисунке 3.17 до отстройки 100 кГц говорит о том, что основной причиной дополнительного роста фазового шума опорного сигнала при умножении его частоты является избыточный шум самого умножителя частоты. Механизмы его происхождения и способы минимизации пока не исследованы. Влияние ЧФД ADF4159 на итоговую картину фазовых шумов дополнительного сигнала можно не учитывать. На рисунке 3.18 представлен спектр фазовых шумов выходного сигнала системы на частоте 7 ГГц в сравнении с некоторыми аналогичными изделиями. Сравнение со спектром фазовых шумов дополнительного сигнала на отстройках, примерно, до 100 кГц ожидаемо показывает, что основным источником шума в пределах полосы пропускания петли ФАПЧ является дополнительный сигнал, а влияние ЧФД2 нивелировано. На отстройке 10 кГц от несущей уровень СПМ фазового шума составил минус 126-125 дБн/Гц.

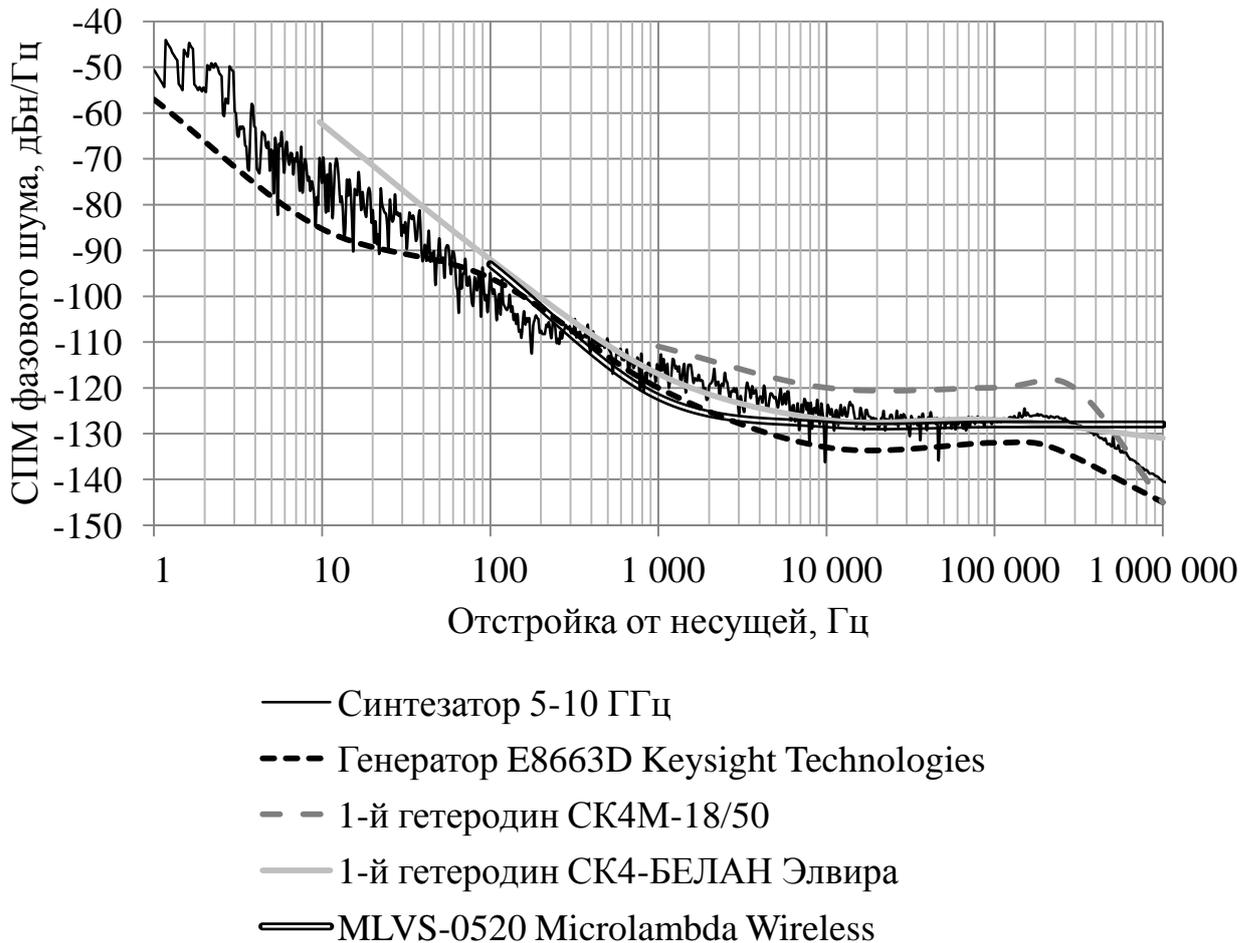


Рисунок 3.18 – Спектры фазовых шумов описанного синтезатора частот в сравнении с аналогичными изделиями

Из рисунка видно, что разработанный синтезатор значительно проигрывает только генератору E8663D фирмы Keysight Technologies, но выигрывает у первого гетеродина анализатора спектра СК4М-18/50 и находится на одном уровне с остальными изделиями.

Измеренный уровень помех в выходном спектре составил ниже минус 70 дБн. При этом в каналах преобразования частоты обеих петель ФАПЧ отсутствуют развязывающие усилители и аттенюаторы для снижения просачивания гармоник 500 МГц и дополнительного сигнала на выход системы. Все обеспечивается развязкой примененных смесителей LTC5548 фирмы Linear Technologies на уровне 40-50 дБ и минимальным количеством каналов связи по высокой частоте между генератором гармоник, выходом ГУН и выходом системы. А перепрограммирование коэффициента деления частоты ADF4159 и соответствующее изменение частоты дополнительного сигнала позволило эффективно подавлять помехи из-за биений между гармониками выходного и тактового сигналов ПЦС путем соответствующего изменения его частоты для достижения требуемой выходной. Совокупность примененных решений позволила создать компактный синтезатор СВЧ с качеством спектра на уровне высококачественных аналогов. Например, в сравнении с блоком первого гетеродина, описанном в [109] и представленном на рисунке 3.19 описанный синтезатор выглядит компактнее.

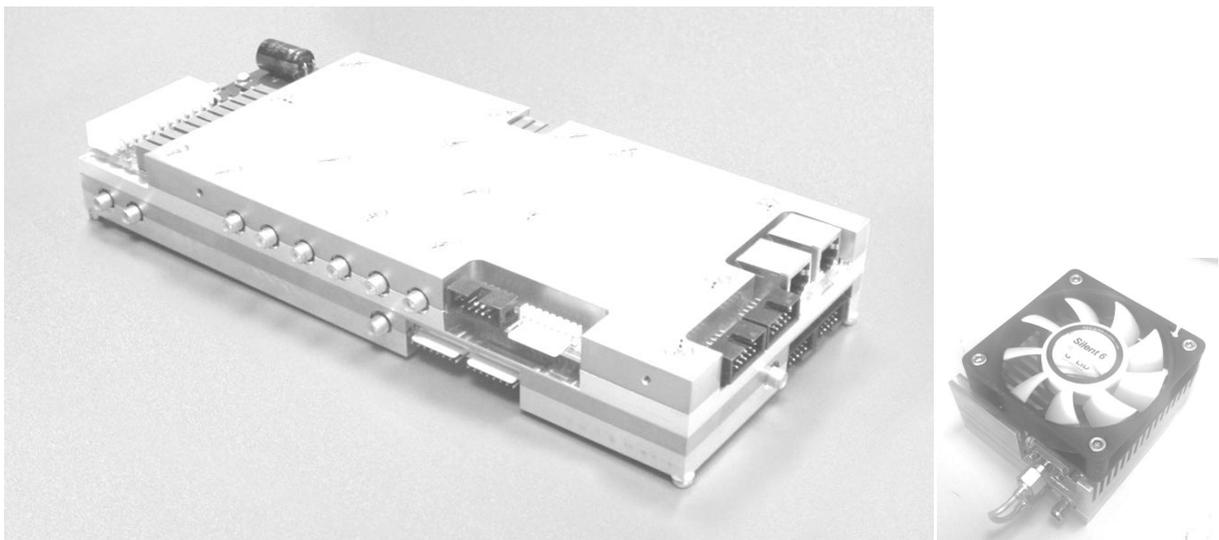


Рисунок 3.19 – Первый гетеродин анализатора спектра СК4М-18/50 и синтезатор частот 5-10 ГГц (разработан автором) в одном масштабе

3.4 Генераторы ВЧ и СВЧ

За более чем десять лет работы в Микран автором был разработан ряд генераторов ВЧ и СВЧ, успешно применяемых в различных продуктах. Это измерительное оборудование, станции радиорелейных линии, радиолокационные станции "Река". Многие генераторы были разработаны в интересах выполнения диссертационной работы. Кроме того, генераторы находятся в свободной продаже.

3.4.1 Генераторы на коаксиальных керамических резонаторах

Один из первых типов ГУН, созданный автором в рамках ОКР История КГ/М, а затем модернизированный под применение во многих продуктах Микран – генератор на керамическом коаксиальном резонаторе (см. рисунок 3.20) [110].



Рисунок 3.20 – Фото генератора на коаксиальном керамическом резонаторе (разработан автором)

Генератор реализован по схеме Колпитца с транзистором с граничной частотой усиления по току около 45 ГГц, что позволяет легко масштабировать номиналы схемы до частот немного превосходящих 4 ГГц. При этом уровень фазовых шумов умеренно низок: ниже минус 125 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 2 ГГц. В конструкции используются исключительно компоненты поверхностного монтажа для максимальной технологичности. Однако, разброс частот резонаторов КРП фирмы Керамика требует их ручной подгонки подтачиванием. В процессе разработки была обнаружена чувствительность фазовых шумов генератора к материалу конденсаторов емкостного делителя обратной связи. Использование конденсаторов общего применения, видимо, с керамикой неопределенного качества, ограничивало уровень фазовых шумов значением минус 115 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 2 ГГц. Замена на конденсаторы со специальной керамикой для СВЧ приложений (такие серии конденсаторов есть у многих производителей) снизила уровень фазового шума более чем на 10 дБ. Исследования данного эффекта не проводились.

Данный тип генераторов самый многочисленный по количеству частот. Разработаны более 20 исполнений на частоты от 700 МГц до 4 ГГц. А количество выпущенных изделий составляет порядка двух сотен.

3.4.2 Октавные ГУН

Немного позже был разработан ГУН с октавной перестройкой частоты 1-2 ГГц для применения в синтезаторах частот измерительной техники Микран (см. рисунок 3.21) [111].

По своей технологичности генератору нет равных, поскольку в его составе применены компоненты для поверхностного монтажа, не требующие настроек. По

своим характеристикам генератор практически не отличается от своих аналогов фирм Z-Comminucations, Synergy Microwave Corp, Crystek Corp и т.п. По габаритным размерам он такой же – 12,6x12,6x3,5 мм, как и аналоги. Количество произведенных ГУН превзошло две тысячи.



Рисунок 3.21 – Фото октавного ГУН 1-2 ГГц MVCO-1020 (разработан автором)

Затем на его основе были разработаны исполнения с уменьшенными габаритами и повышенной крутизной регулировочной характеристики [57, 112]. Массового применения данные ГУН не нашли.

Следующим шагом в разработке октавных ГУН стал генератор 2-4 ГГц с уменьшенными габаритами (см. рисунок 3.22) [57]. Размер ГУН всего 7,5x7,5x3 мм.



Рисунок 3.22 – Фото ГУН 2-4 ГГц MVCO-2040-SF (разработан автором)

Впоследствии был получен патент на полезную модель [113]. По своим характеристиками генератор близок к зарубежным аналогам фирм Synergy Microwave Corp, Z-Communications. ГУН предполагалось использовать в составе измерительной аппаратуры Микран, но появившиеся на рынке микросхемы ФАПЧ с интегрированными ГУН сделали это нецелесообразным. Было произведено около тысячи генераторов и дальнейшие работы в направлении октавных ГУН были прекращены.

3.4.3 ЖИГ-генератор

Активное развитие направления анализаторов спектра СК4М и измерителей коэффициента шума Х5М, использующих в своем составе ЖИГ-устройства, потребовало разработки ЖИГ-генератора взамен используемых импортных. В качестве отправной точки была взята конструкция импортного генератора 3-8 ГГц серии MLMY фирмы Microlambda Wireless, проведены необходимые расчеты и реализована экспериментальная конструкция на гибридных интегральных схемах [57]. Затем

конструкция была модернизирована и в последней итерации генератора используется печатный монтаж (см. рисунок 3.23)[114]. Это позволило повысить технологичность изделия. Применение "перевернутой конструкции", где корпус катушки является несущим элементом, охлаждаемым контактным способом, позволило снизить температуру устройства. В итоге, был реализован генератор на частоты 3-10 ГГц вместо требуемых 3-8 ГГц. Один экземпляр использован в октавном синтезаторе частот, описанном в п. 3.3. Количество произведенных генераторов больше двух сотен.

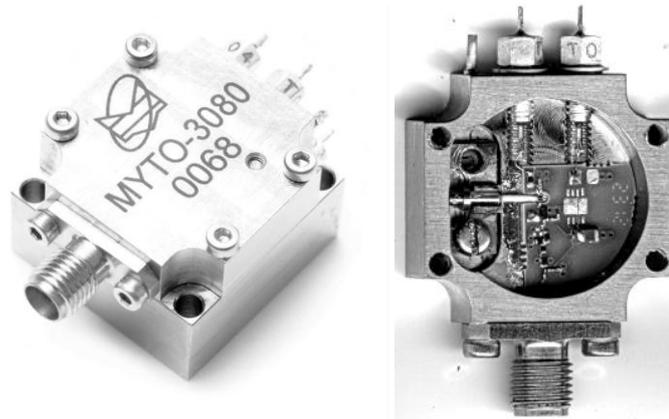


Рисунок 3.23 – Фото ЖИГ-генератора МУТО-3080 (разработан автором)

3.4.4 Кварцевые генераторы

Анализаторы цепей достаточно толерантны к качеству спектра источников зондирующих сигналов [59]. В таком случае, стоимость источников должна быть по возможности минимальна, в том числе, опорных генераторов. Для этих целей была создана простая, надежная и эффективная конструкция высокочастотного кварцевого ГУН на логических элементах и резонаторах АТ-среза (см.рисунок 3.24) [57]. Кварцевый ГУН также применен в составе генераторов сигналов серии PLG, станциях цифровых радиорелейных линий и РЛС "Река".

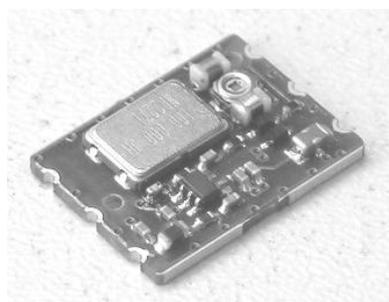


Рисунок 3.24 – Фото кварцевого ГУН (разработан автором)

Для более критичных к качеству спектра опорного источника приложений был разработан термостатированный кварцевый генератор МОХО-100 100 МГц с резонатором SC-среза, работающем на третьей механической гармонике [115]. Данный генератор успешно внедрен в генераторы сигналов Г7М и анализаторы спектра

СК4М Микран. Для минимизации фазовых шумов за пределами полосы пропускания резонатора, он используется как узкополосный фильтр. При типичной добротности около 100 000 удается существенно подавлять избыточный фазовый шум, начиная от отстройки 1 кГц до уровней минус 178 дБн/Гц и ниже. Сам генератор построен на транзисторе *VT1* по схеме Колпитца с цепями амплитудной селекции мод *L1C1* (см. рисунок 3.25).

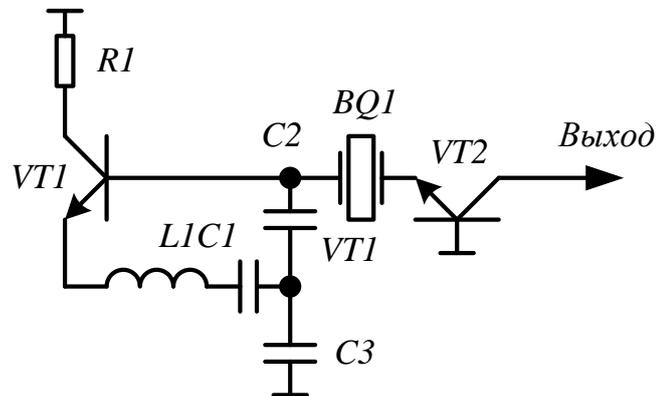


Рисунок 3.25 – Упрощенная схема генераторной части MOXO-100

Отбор мощности происходит с "холодной" стороны резонатора через каскад с общей базой *VT2*, имеющий низкое входное и выходное сопротивления. Впоследствии, был получен патент на полезную модель генератора, использующего специальную форму теплораспределителя – кольца, в которое помещается резонатор [116]. На рисунке 3.26 показано фото генератора, а на рисунке 3.27 – его основная характеристика СПМ фазового шума.



Рисунок 3.26 – Фото генератора MOXO-100 (разработан автором)

По качеству спектра выходного сигнала MOXO-100 не уступает изделиям известных мировых производителей АО "Морион", Wenzel Associates, NEL Frequency Controls, Vectron и т.п. Генераторная часть MOXO-100 использована в октавном синтезаторе частот, описанном в п. 3.3.

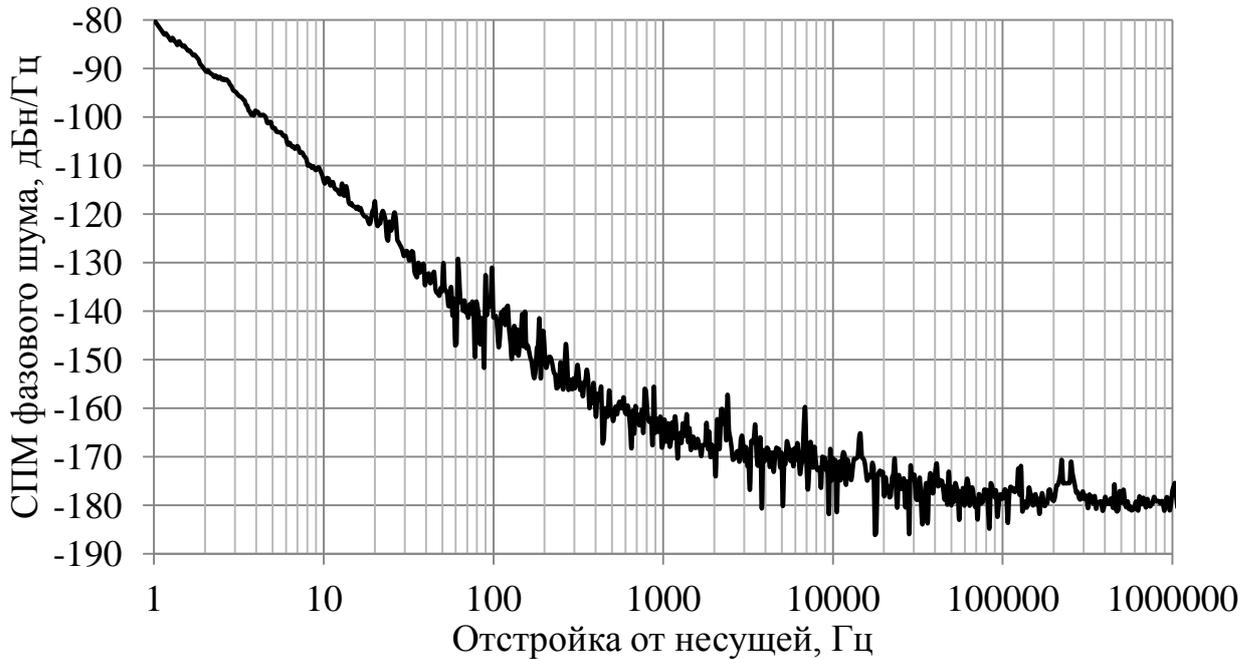


Рисунок 3.27 – СПМ фазового шума МОХО-100

3.4.5 Генераторы на дисковых керамических , дисковых диэлектрических, ПАВ резонаторах и оптических линиях задержки

Также ставились эксперименты с генераторами на упомянутых резонаторах [57]. Некоторые из них остались в состоянии макетов или экспериментальных образцов, а некоторые были интегрированы в конструкции синтезаторов и в качестве самостоятельных изделий оформлены не были. На рисунке 3.28 приведены фото таких генераторов:

- на дисковом керамическом резонаторе 2,426 ГГц с низким фазовым шумом для экспериментальных исследований РЛС "Река";
- на резонаторе с модами "шепчущей галереи" на частоту 9,5 ГГц, используемый в качестве технологической оснастки для измерений спектров фазовых шумов с помощью анализатора E5052B Keysight Technologies на частотах выше 7,5 ГГц;
- на ПАВ-резонаторе;
- на оптической линии задержки длиной около 400 м.

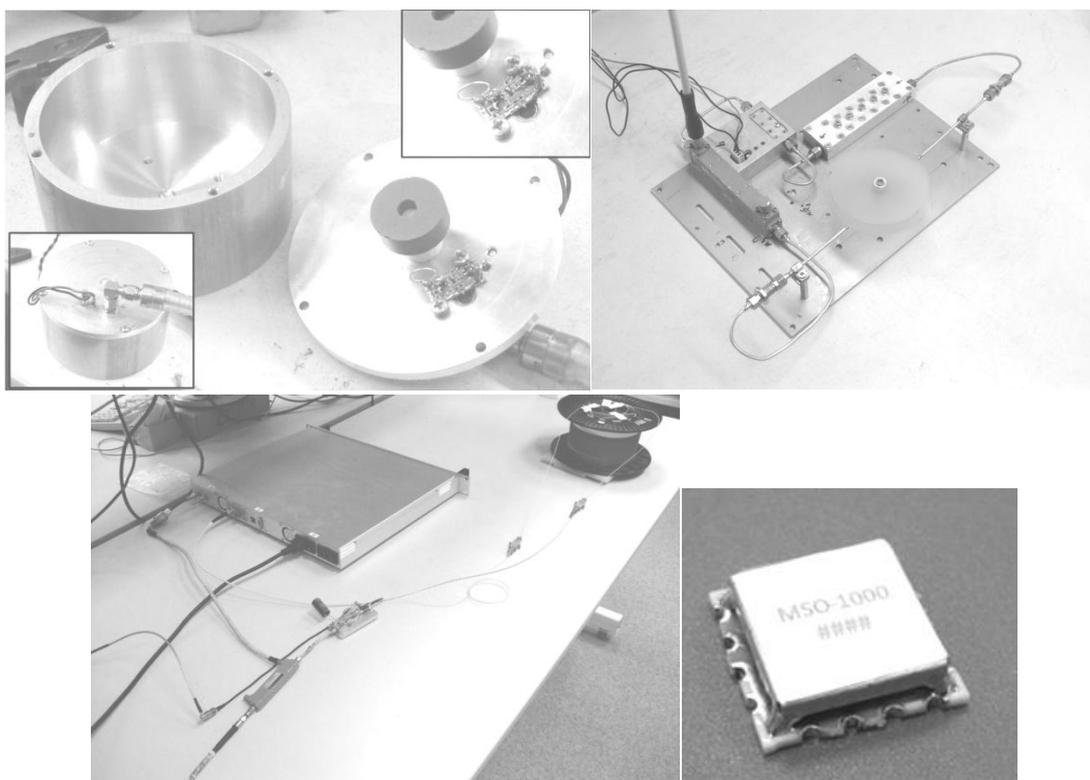


Рисунок 3.28 – Фото макетов генераторов на различных типах резонаторов (слева-направо, сверху-вниз): на дисковом керамическом, на модах "шепчущей галереи", оптической линии задержки, на ПАВ-резонаторе (разработаны автором)

3.5 Заключение

В главе приведены экспериментальные данные подтверждающие, что:

- использование относительно низкодобротного, малогабаритного и легко обрабатываемого дискового керамического резонатора позволяет строить генераторы СВЧ с уровнем СПМ фазового шума не хуже умноженного по частоте маломощного термостатированного кварцевого генератора для использования в качестве источника опорного сигнала перспективных маломощных синтезаторов частот;
- использование преобразования частоты дробного делителя частоты с сигма-дельта модулятором с помощью умноженного по частоте опорного кварцевого генератора для формирования опорного сигнала ФАПЧ позволяет получить шаг перестройки меньше 1 Гц на частоте 20 ГГц при умеренном росте энергопотребления и без ухудшения качества спектра по сравнению с типовым случаем ФАПЧ;
- использование деления частоты выходного сигнала для формирования опорного сигнала синтезатора с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ позволяет реализовать качество спектра, как в типовой ФАПЧ с преобразованием частоты, не учитывать влияние ЧФД и характер спектрального состава дополнительного сигнала на него и реализовать в итоге уровень фазового шума минус 125 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 7 ГГц в октавном синтезаторе частот с малым шагом перестройки.

Также отмечено, что при умножении частоты в октавном синтезаторе частот значительно ухудшается картина фазового шума из-за избыточного шума самого умножителя. Поиск механизмов его образования и методов минимизации станет темой отдельной работы.

Описаны генераторы на резонаторах различных типов, построенные за время работы в АО "НПФ "Микран" для широкого спектра приложений и успешно внедренные в серийное производство (акт внедрения приведен в приложении Б). Уровень электрических характеристик генераторов не хуже мирового.

На некоторые изделия получены патенты без соавторов [105, 107, 113, 116] и один патент на полезную модель в соавторстве [103].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе:

1. Обоснована возможность построения малошумящих генераторов СВЧ с качеством спектра, превосходящим умноженные по частоте традиционные кварцевые генераторы, с использованием относительно низкодобротных и простых в использовании резонаторов. Приведены необходимые выражения для расчета спектра фазовых шумов;
2. Обоснована возможность существенного улучшения параметров перестройки частоты синтезаторов с ФАПЧ при сохранении качества спектра выходного сигнала на исходном уровне и умеренном росте энергопотребления. Приведены выражения, подтверждающие достижимость малого шага перестройки без ухудшения спектра фазовых шумов выходного сигнала;
3. Обоснована допустимость использования деления частоты выходного сигнала для формирования опорного в синтезаторе с ФАПЧ с преобразованием частоты в обратной связи. Приведены выражения для соотношений частоты и передаточных характеристик системы;
4. Приведены практические результаты испытаний реальных устройств, подтверждающие математические модели;
5. Приведены описания устройств, построенных на основе авторских подходов, рассматриваемых в данной работе, разработанных в процессе ее выполнения и внедренных в серийное производство.

Таким образом, подтверждены выносимые положения и решены задачи работы.

Значимость результатов работы заключается в создании методов синтеза частоты, позволяющих значительно улучшать целевые характеристики синтезаторов частот с типовой ФАПЧ при умеренном проигрыше в энергопотреблении и размерах, открывая возможности создания генераторов сигналов ВЧ и СВЧ с развитыми функциональными возможностями в условиях ограниченного ресурса электропитания. Логическим продолжением стала реализация полноценных образцов генераторов сигналов от 25 МГц до 6/12/20 ГГц PLG06/12/20 с питанием и управлением по распространенной шине USB и с набором функций типичных настольных генераторов. Как показывают беглые исследования рынка доступных генераторов различных мировых производителей, построенные образцы не уступают по уровню электрических характеристик своим настольным и крупногабаритным аналогам, но значительно превосходят изделия с питанием и управлением от той же шины USB. Примененные технические решения защищены патентами на изобретение и промышленный образец без соавторов. Генераторы PLG успешно внедрены в серийное производство, регулярно демонстрируются на отечественных и зарубежных отраслевых выставках и находятся в свободной продаже.

Также модифицирован метод синтеза с преобразованием частоты в обратной связи ФАПЧ, позволяющий существенно упростить конструкцию широкополосных малощумящих синтезаторов частот для измерительной техники при сохранении или улучшении качества спектра выходного сигнала. Примененное решение будет использовано в модернизации существующих и разработке новых панорамных измерительных приборов НПФ "Микран" и позволит и вывести их по качеству спектра выходного сигнала на мировой уровень, прочно удерживаемый такими известными производителями, как Keysight Technologies (США) и Rohde&Schwarz (Германия).

Найдено решение, позволяющее построить малощумящий генератор гигагерцового диапазона для применения в качестве опорного в перспективных широкополосных синтезаторах частот с выдающимся качеством спектра выходного сигнала, превосходящим существующие образцы. При этом использован относительно низкодобротный керамический резонатор, имеющий малые габариты, и простой в механической обработке.

При выполнении работы были разработаны конструкции генераторов ВЧ и СВЧ на резонаторах различных типов, успешно внедренные в измерительную, связную и радиолокационную технику НПФ "Микран", а также присутствующие в свободной продаже (акт внедрения приведен в приложении Б). С некоторыми генераторами проводились многообещающие эксперименты по воздействию вибрации на них и определения параметров чувствительности к ней [117-119].

На отечественном рынке присутствует острый дефицит доступных генераторов российского производства, являющихся неотъемлемой частью любого синтезатора частот. В некоторой степени эта ниша заполняется лишь кварцевыми генераторами известной фирмы Морион, Санкт-Петербург. В остальном, на рынке представлены исключительно импортные изделия, которые в условиях последнего времени получают все растущие ограничения при поставках в страну. Зафиксирован устойчивый рост обращений в НПФ "Микран по поводу заказа генераторов, разработанных автором и серийно производимых "НПФ "Микран". Практически все генераторы, описанные в третьей главе, внедрены в серийное производство и счет произведенных изделий идет на сотни и тысячи. По своим параметрам некоторые генераторы превосходят зарубежные аналоги. Таким образом, данной работой решается задача поддержки производства высококачественных радиоэлектронных узлов на территории РФ. Некоторые конструкции генераторов защищены патентами на полезные модели без соавторов (сканы патентов приведены в приложении В). Генераторы регулярно демонстрируются на отечественных и зарубежных отраслевых выставках.

Многие материалы данной работы, а также по разработке малощумящих источников со стробируемой аналоговой ФАПЧ [121], с частотной модуляцией [123], со стабилизирующей АПЧ на резонаторе с квази-ПАВ [122] и др. вошли в отчет [124].

Одним из плодов долгой и кропотливой работы в области источников СВЧ стала монография в двух книгах "Управляемые генераторы СВЧ", вышедшая в соавторстве с первым научным руководителем д.ф.-м.н. Григорием Наумовичем Глазовым [120].

Результаты работы докладывались на многочисленных конференциях. Высокий уровень достижений отмечен дипломами и сертификатами, приведенным в приложении В.

Достижения автора в области техники СВЧ отмечены наградами НПФ "Микран" и поощрением именной стипендией Президента Российской Федерации (сканы грамот и сертификатов приведены в приложении В).

Автор выражает глубокую признательность Евгению Владимировичу Андронову, первому директору департамента информационно-измерительных систем (ДИИС), Анатолию Анатольевичу Тунгусову, начальнику отдела синтезаторов частот ДИИС, Василию Победославовичу Панфилову, ведущему инженеру отдела синтезаторов частот ДИИС, за значительную поддержку в становлении, как специалиста; Герману Рихардовичу Куну, директору ДИИС, Максиму Валерьевичу Синогину, бывшему директору ДИИС, за поддержку в реализации новых идей и предложений; Андрею Викторовичу Лирнику, инженеру ДИИС, за помощь в проведении экспериментов и внедрении разработок в серийное производство; супруге Татьяне Николаевне Горевой за моральную поддержку; Анатолию Семеновичу Задорину за руководство работой на ее финальной стадии и ценные советы; родителям, близким и друзьям.

Список литературы

1. Манасевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование / Пер. с англ. под ред. В.А. Певзнера. М.: Радио и связь, 1979. 382 с.
2. Шапиро Д. Н., Паин А. А. Основы теории синтеза частот / М.: Радио и связь, 1981. 264 с.
3. Chenakin A. Frequency Synthesizer: From Concept to Product / Artech House. 2011. 305 p.
4. Ченакин А. Современное состояние и пути развития синтезаторов частот СВЧ-диапазона. Презентация.
http://www.radiocomp.ru/joom/images/storage/photos/pm_pres/Chenakin_synth.ppt.
5. Qualcomm ASIC Products. Synthesizer Products Data Book / Qualcomm Inc. 1997. 174 p.
6. И.С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы. / М.: Радио и связь, 1986 г. 512 с.
7. X5 Frequency Multiplier RMK-5-751+. Data Sheet. Mini-Circuits. 3 p.
8. Zhou J., Lu Q., Liu F., Li Y. A Novel Picosecond Pulse Generation Circuit Based on SRD and NLTL. // PLoS One, 2016. DOI: 10.1371/journal.pone.0149645
9. M/A-COM. NLTL GaAs Comb Generators.
<https://www.macom.com/products/frequency-generation/nltl-gaas-comb-generators>
10. Лирник А.В. Построение экономичного одночастотного синтезатора с низким уровнем фазовых шумов // Электронные средства и системы управления. X международная научно-практическая конференция. Материалы докладов. В двух частях. Ч.1 С. 190-195.
11. Zhang, Y. H., Y. Fan, and Z. D. Wu, "Phase noise in millimeter wave phase-locked loop with mixer" // International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 28, Mar. 2007. pp. 299-304.
12. Бельчиков С.Н. Фазовый шум: как спуститься ниже -120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы // Компоненты и технологии. 2009, вып. №5. С. 139-146.
13. Olson W. R. and Salcedo R. V. Mixer Frequency Charts // Frequency, March/April, 1966. pp. 24-25.
14. Bannerjee D. PLL performance, simulation and design. 4-th edition. 2006. 338 p.
15. Белов Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов / Л.А. Белов. М.: Издательский центр "Академия", 2005. 224 с.
16. Белов Л.А. Синтезаторы частот и сигналов / М.: Сайнс-пресс, 2002. 80 с.
17. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации 2-е изд., доп. и перераб. / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин, В.Л. Карякин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь, 1989 320 с.
18. Губернаторов О. И., Соколов Ю. И. Цифровые синтезаторы частот радиотехнических систем. / М.: Энергия, 1973. 176 с.

19. Шахтарин Б. И. и др. Синтезатор частот / Б.И. Шахтарин, Г. Н. Прохладин, А.А Иванов, А.А Быков, А.А Чечулина, Д.Ю Гречищев. М.: Горячая линия - Телеком, 2007. С. 8.
20. Пестряков А. В. Расчет спектральных характеристик синтезаторов частот, использующих дискретные кольца ФАПЧ // Электросвязь. 1985. №3. С. 51-55.
21. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки / М.: Радио и связь, 1989. 232 с.
22. Gill G. S., Gupta S. C. On higher order discrete phase-locked loop // IEEE Trans. 1972. V.AES-8. pp. 615-623.
23. Шахгильдян В.В., Пестряков А.В., Кабанов А.И. Общие принципы построения быстродействующих синтезаторов частот на основе систем фазовой синхронизации // Электросвязь. 1983. №10.
24. Пестряков А. В. Разработка и применение прикладных методов анализа дискретных систем фазовой синхронизации для устройств синтеза и стабилизации частот: Дисс. на соискание ученой степени доктора техн. наук. / М.: МТУ СИ, 1992.
25. Царапкин Д. П. Стабилизация частоты возбудителей радиопередатчиков СВЧ" / М.: Моск. энерг. ин-т, 1985. 80 с.
26. Пестряков А. В. Разработка и применение прикладных методов анализа дискретных систем фазовой синхронизации для устройств синтеза и стабилизации частот: Дисс. на соискание ученой степени доктора техн. наук. / М.: МТУ СИ, 1992.
27. Леонов Г.А. Глобальная устойчивость фазовых астатических систем управления / Г.А. Леонов // Известия академии наук. Теория и системы управления. 2004. №3. С. 13-17.
28. Левин В.А. Сравнительный анализ динамических и фильтрующих свойств астатической системы ИФАПЧ при различных запасах устойчивости / В.А. Левин, Н.М. Тихомиров // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1985. Вып.7. С. 77-82.
29. Тихомиров Н.М. Построение быстродействующих синтезаторов частот на основе квазиоптимальных систем ИФАПЧ / Н.М Тихомиров., М.Н. Тихомиров // Труды 56-ой Научной сессии, посвященной Дню радио. Том 2. 2001. С. 369-371.
30. Романов С.К. Математические модели цифровых синтезаторов частоты. /С.К. Романов, В.Н. Малиновский // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1981. Вып.7. С. 72-85.
31. Рыжков А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1991. 264 с.
32. Kroupa V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis / John Wiley & Sons, Ltd. 2003. 320 p.
33. Keysight Technologies. Sigal Generator Spetral Purity. Application Note / 2017. 8 p.

34. Демьянченко А.Г., Кулешов В.Н. Кратковременная нестабильность частоты и методы ее измерения: Учебное пособие / Под ред. Г.М. Уткина. – М.: МЭИ, 1978. 78с.
35. Rubiola E. Phase noise and frequency stability in oscillators / Cambridge: Cambridge University Press, 2008. 228 p.
36. Mucahit Kozak, Eby G. Friedman, Design and Simulation of Fractional-N PLL Frequency Synthesizers // Department of Electrical and Computer Engineering University of Rochester, 2004. pp. 780-783.
37. Brendan Daly, A New Approach to Fractional-N PLL Design Yields Performance Breakthrough / Feature article. April 2003. 2 p.
38. Bar-Giora Goldberg Analog and Digital Fractional-n PLL Frequency Synthesis: A Survey and Update / Bar-Giora Goldberg // Applied Microwave & Wireless June 1999 pp. 81-87.
39. Ромацов С.К. Определение времени переключения частот в цифровом синтезаторе с импульсным частотно-фазовым детектором с тремя состояниями. / С.К. Романов // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1983. Вып.7. С. 74-82.
40. Пестряков А.В., Островский И.В., Колесников И.И. Использование синтезаторов частоты с дробным коэффициентом деления для систем мобильной связи // 58-я научно-техническая конференция им. А.С. Попова: Сборник трудов в 2-х томах. – М., 2003. С. 91-93.
41. Варфоломеев Г. Ф. Спектр помех дробности в системе фазовой АПЧ с дробным делителем частоты // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1978. №10. С. 66-71.
42. Путилин И. П., Романов С. К. Методика расчета спектра помехи в синтезаторе частот с модуляцией коэффициента деления // Техника средств связи. Сер. ТРС. 991. №3 С. 101-108.
43. Гуревич И. Н. Подавление помехи с частотой, кратной шагу сетки, в синтезаторах частоты // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1979. №6. С. 30-41.
44. Yipping Fan. Model, analyze and simulate DA fractional-N frequency synthesizers/ Yipping Fan / Microwaves & RF Journal. January, 1994. pp. 22-26.
45. Романов С.К. Рахманин Д.Н. Определение помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты в цепи обратной связи / С.К. Романов, Д.Н. Рахманин // Теория и техника радиосвязи: Научн.-техн. сб./ ВНИИС Воронеж. 2003. Вып. 2 С. 73-81.
46. T. Riley, M. Copeland, T. Kwasniewski, Delta-sigma Modulation in Fractional-N Frequency Synthesis // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol 28, №5, 1993. pp. 553-558.
47. R. Ahola, K. Halonen, "A 2 GHz delta-sigma Fractional Frequency Synthesizer" / Helsinki University of Technology Electronic Circuit Design Laboratory, 2002.
48. Miller B., Conley R. A multiple modulator fractional divider // IEEE transactions on instrumentation and measurement. June 1991. Vol.40. №3. pp. 578-583.

49. T. Riley, M. Copeland, A Simplified Continuous Phase Modulator Technique // IEEE Transactions on Circuits and Systems-2: Analog and Digital Signal Processing, Vol 41, №5, May 1994. pp. 321-328.
50. Sudhakar Pamarti, Ian Galton, Phase-Noise Cancellation Design Tradeoffs in Delta-Sigma Fractional-N PLLs // IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 50, №. 11, November 2003. pp. 829-838.
51. R. Douglas Beards, Miles A. Coopeland, An oversampling Delta-Sigma Frequency Discriminator // IEEE Trans. On Circuits and Systems-2: Analog and Digital Signal Processing, Vol 41. №1. 1994. pp. 26-32.
52. Sudhakar Pamarti, Lars Janssonjan Galton, A Wideband 2.4-GHz Delta-Sigma Fractional-N PLL With 1-Mb/s In-Loop Modulation // IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 39, №. 1, January 2004. pp. 49-62.
53. Michael H. Perrott, Theodore L. Tewksbury, Charles G. Sodini. A 27-mW CMOS Fractional-N Synthesizer Using Digital Compensation for 2.5-Mb/s GFSK Modulation// IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 32, №. 12, December 1997. pp. 2048-2060.
54. Osmany S. et. al. Phase Noise and Jitter Modeling for Fractional-N PLLs // Advances in Radioscience. 2007. №5. pp. 313-320.
55. ADF4159 Direct Modulation/Fast Waveform Generating, 13 GHz, Fractional-N Frequency Synthesizer. Datasheet. www.analog.com. 38 p.
56. Boroditsky R., Gomez J. Testing Phase Noise of Ultra Low Phase Noise OCXO – Challenges and Solutions. White Paper / NEL Frequency Controls. www.nelfc.com
57. Горевой А. Выбор генераторов для построения малощумящих СВЧ-синтезаторов // Компоненты и технологии. 2012. № 6. С. 87-92.
58. Скоторенко И.В. Метод уменьшения уровня побочных спектральных составляющих в синтезаторах частот с ФАПЧ, имеющих дробный делитель частоты // Доклады ТУСУР, № 2 (24), часть 1, декабрь 2011, С. 102-105.
59. Горевой, А.В. Архитектура широкополосных синтезаторов частот для панорамных сканирующих измерительных приборов СВЧ/ А.В. Горевой // Вестник метролога. 2013. № 3. С. 23-27.
60. Теория колебаний в радиотехнике: Учеб. пособие для радиотехн. спец. ВУЗов / М. В. Капранов, В. Н. Кулешов, Г. М. Уткин. М.: Наука, 1984. 320 с.
61. Царапкин Д. П. Методы генерирования СВЧ колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов // Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Москва, 2004.
62. Ping-Chen Huang et. al. A 114GHz VCO in 0.13 μ m CMOS Technology // ISSCC 2005, Session 21, RF Trends: Above IC Integration and mm-wave. 2005 pp. 404-406.
63. A Colpitts VCO for Wideband (0,95-2,15 GHz) Set-Top TV Tuner Applications. Application Note 1006. Alpha Industries. 7 p.
64. Clock Oscillators. Application Note / Vectron International. 4 p.

65. Voltage Controlled Crystal Oscillators. Application Note / Vectron International. 5 p.
66. Tutorial on TCXOs. Application Note / Vectron International. 5 p.
67. OCXO: Oven Controlled Crystal Oscillator. Application Note / Vectron International. 7 p.
68. Ballato A. Doubly Rotated Thickness Mode Plate Vibrations // Physical Acoustics / Ed. Mason W.P.–977, Academic Press, Inc. V. 13. pp. 115-181.
69. Альтшуллер Г.Б. Кварцевая стабилизация частоты / М., Связь, 1974. 272 с.
70. John R. Vig “Quartz crystal resonators and oscillators”: A tutorial / US Army Communications – Electronics Research, Development & Engineering Center Fort Monmouth, NJ, USA, March 2004 292 p.
71. Rubiola E. On the 1/f Frequency Noise in Ultra-Stable Quartz Oscillators / Rubiola E., Giordano V.// FEMTO-ST Institute, CNRS and Universite de Franche Comte, Besancon, France, 2008. 23 p.
72. Новые STW резонаторы для прецизионных генераторов: Вносимые шумы. Перспективы внедрения / ООО "АЭК-Дизайн". 2017. 8 с.
73. G. Montress, T. Parker, M. Loboda and J. Greer. Extremely Low Phase Noise SAW Resonators and Oscillators: Design and Performance // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, v. 35, No 6, November 1988, pp. 657-667.
74. Вольман, В.И., Техническая электродинамика / В.И. Вольман, Ю.В. Пименов. М.: Связь, 1971. 346 с.
75. Tanski W.J. Development of a low-noise L-band dielectric resonator oscillator // IEEE International frequency control symposium. 1994. pp. 472-477.
76. Sen Gupta A. High-spectral-purity microwave oscillator: design using conventional air-dielectric cavity Text. / Sen Gupta A., Howe D.A., Nelson C. // in Proc. 2003. IEEE Freq. Contr. Symp. Jointly with 17th EFTF, 2003, Tampa, U.S.A. pp. 423-429.
77. Царапкин Д. П. Применения диэлектрических резонаторов с волнами типа "шепчущей галереи" для стабилизации частоты автогенераторов сверхвысоких частот. // Радиотехника, 2002 г., №2, С. 28-35
78. Городецкий М.Л. Оптические микрорезонаторы с гигантской добротностью. / Изд. Физматлит, 2011 г. – 415 с.
79. Hernday P.R., Enlow C.J. A High-Performance 2-to-18-GHz Sweeper. // Hewlett-Packard Journal, March 1975. pp. 2-14.
80. Hellszajn J. YIG resonators and filters / New York: Wiley, 1985. 242 p.
81. Кувшинов В., Майстренко А. ЖИГ-генераторы и синтезаторы частот компании Micro Lambda Wireless. // Компоненты и технологии 2015, №9 С. 34-38.
82. X. S. Yao and L. Maleki, A Light-Induced Microwave Oscillator // TDA Prog. Rep. 42-123, 1995. pp. 47-68.

83. Howe D. A., Hati A. Low-noise X-band Oscillators and Amplifier Technologies: Comparison and Status / National Institute of Standards & Technology (NIST), Boulder, CO, USA. 2005 IEEE, pp. 481-487.
84. Rohde U. Microwave and Wireless Synthesizers: Theory and Design / John Wiley & Sons, 1997 656 p.
85. John D. Cressler, SiGe HBT Technology: A New Contender for Si-Based RF and Microwave Circuit Applications / John D. Cressler // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. May 1998. V. 46. № 5. pp. 572-589.
86. А.Ченакин, Фазовые шумы в СВЧ-генераторах. Методы решения проблемы // Электроника: НТБ, 2011, №4. С. 52-61.
87. A New Breed of Comb Generators Featuring Low Phase Noise and Low Input Power [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.picosecond.com/objects/MWJ_reprint.pdf, свободный (дата обращения: 27.08.14).
88. D. Leeson. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum. // IEEE Proceedings, v. 54, № 2, February 1966. pp. 329–332.
89. J. Everard. A Review of Low Noise Oscillator Theory and Design. // IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings. 1997. pp. 909–918
90. Boudot R., Rubiola E. Phase noise in RF and microwave amplifiers / FEMTO-ST Institute. Jan. 13, 2010. pp. 109-111.
91. Горевой А.В., Лукина А.А. Исследование направленного фильтра на СВЧ-резонаторе с эффектом волн "шепчущей галереи" // Материалы XI международной научно-практической конференции "Электронные средства и системы управления". Томск.: В-Спектр, 2015. В двух частях. Ч. 1. С. 262-265.
92. Gorevoy A.V. Achieving sub-Hz frequency resolution in high spectral purity and low power frequency synthesizers // 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014. pp. 97-98. DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959306
93. Gorevoy A.V. On the application of method increasing frequency resolution in a portable wideband microwave generator // 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014. pp. 916-917. DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959692
94. Горевой А.В. Современные возможности создания портативных измерительных генераторов СВЧ с высокими метрологическими характеристиками // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2014". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2014. В пяти частях. Ч. 1. С. 152-155.
95. Горевой А.В. Способ улучшения скоростных характеристик синтезатора частот // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2008". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2008. В пяти частях. Ч. 2. С. 233-236.

96. Gorevoy A.V. A low noise oscillator based on a conventional dielectric resonator // *Microwave Journal*. 2013. Vol. 56. Issue 11. pp. 84-94.
97. P. Stockwell, D. Green, C. McNeilage and J.H. Searles, "A Low Phase Noise 1.3 GHz Dielectric Resonator Oscillator," // *IEEE International Frequency Control Symposium*, June 2006, pp. 882-885.
98. Горевой А.В. Генератор 4 ГГц на дисковом керамическом резонаторе с эквивалентной добротностью 50 тысяч // *Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2012"*. Томск.: Изд-во ТУСУР, 2012. В пяти частях. Ч. 1. С. 173-176.
99. Горевой А.В., Лукина А.А. Возбуждение резонатора бегущей волны моды "шепчущей галереи" с линией передачи с распределенной связью // *26-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Материалы конференции*. Севастополь. 2016. В двух частях. Ч. 1. С. 1311-1314.
100. Горевой А.В., Лукина А.А. Реализация четырехпортового направленного фильтра с бегущей волной типа "шепчущей галереи" // *Материалы XII международной научно-практической конференции "Электронные средства и системы управления"*. Томск.: В-Спектр, 2016. В двух частях. Ч. 1. С. 182-184.
101. Горевой А.В., Лукина А.А., Пилин Н.В., Аманбаев Н. Возбуждение дискового диэлектрического резонатора бегущей волной // *Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2017"*. Томск.: Изд-во ТУСУР, 2017. В восьми частях. Ч. 1. С. 125-128.
102. Горевой, А.В. Режим резонанса бегущей волны в диэлектрическом дисковом резонаторе автогенератора сантиметрового диапазона. / А.В. Горевой, А.С. Задорин, А.А. Лукина // *Труды НИИР*. 2017. №2. С. 29-32.
103. Патент на полезную модель №170771. Российская федерация, МПК H01P 1/20 Направленный фильтр СВЧ / А.В. Горевой, А.А. Лукина; заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран" (RU) – заявка №2016145709. Заявл. 22.11.2016, опубл. 05.05.17 Бюл. №13.
104. Belchicov S., Dzisiak A., Guletskiy I. A Low. Phase Noise Octave-Band Synthesizer Using an X-Band Frequency Reference // *Microwave. Journal*. May. 2014. pp. 104-112.
105. Патент на изобретение №2523188. Российская федерация, МПК H03L 7/16. Синтезатор частот / А.В. Горевой; Заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран" (RU) – заявка №2013115792/08. Заявл. 09.04.2013, опубл. 20.07.2014. Бюл. №20.
106. Горевой А.В. Универсальные СВЧ генераторы как замена настольным гигантам // *Современная электроника*. М.: 2015. №8. С. 54-59.
107. Патент на промышленный образец №94988. Российская федерация, МКПО 10-05;14-02 Синтезатор частот / А.В. Горевой; заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран" (RU) – заявка №2014502186. Заявл. 03.06.2014, опубл.16.08.15.

108. Горевой А.В., Тунгусов А.А. Синтезатор частот диапазона 910-940 МГц // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2006". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2006. В пяти частях. Ч. 1. С. 20-22.
109. A. Chenakin, "From a Russian Source - Oscillator and Synthesizer Developments in Russia," // *Microwave Journal*, May 2013, pp. 27-46.
110. Андронов Е.В., Горевой А.В. Генератор 2,2 ГГц с ультранизким фазовым шумом на керамическом коаксиальном резонаторе // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем. Материалы III общероссийской научно-технической конференции 12-15 октября 2010 г.. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. С. 15-19.
111. Андронов Е.В., Горевой А.В. Генератор диапазона 1-2 ГГц с резонатором на сосредоточенных элементах для октавных синтезаторов частот // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем. Материалы III общероссийской научно-технической конференции 12-15 октября 2010 г.. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. С. 24-29.
112. Горевой, А.В. Генератор диапазона 1-2 ГГц с повышенной крутизной регулировочной характеристики. / А.В. Горевой // Доклады ТУСУР. 2011. Ч.1. С. 44-49.
113. Патент на полезную модель №124092. Российская федерация, МПК H03B 5/24. Генератор, управляемый напряжением / А.В. Горевой; Заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран" (RU) – заявка №2012139599/08. Заявл. 03.09.2012, опубл. 10.01.2013. Бюл. №1.
114. Горевой А.В., Лирник А.В. Модернизация генератора с ЖИГ-резонатором // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2013". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2013. В пяти частях. Ч. 1. С. 304-306.
115. Малошумящий термостатированный кварцевый генератор // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2012". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2012. В пяти частях. Ч. 1. С. 170-173.
116. Патент на полезную модель №132933. Российская федерация, МПК H03B 5/32 Термостатированный кварцевый генератор / А.В. Горевой; заявитель и патентообладатель АО "НПФ Микран" (RU) – заявка №2013113825/08. Заявл. 27.03.2013, опубл. 27.09.2013. Бюл. №27.
117. Воздействие вибрации на СВЧ-генераторы // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2008". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2008. В пяти частях. Ч. 2. С. 230-233.
118. G-чувствительность к вибрации СВЧ-генераторов различных типов // Электронные и электромеханические системы и устройства. XVI научно-практическая конференция 10-11 апреля 2008 г. Томск: НПЦ Полус, 2008. С. 65-66.

119. Чувствительность СВЧ-генераторов к вибрации // XIV Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных. Современные техника и технологии. Материалы конференции. Томск.: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. С. 230-231.
120. Глазов, Г.Н. Управляемые генераторы СВЧ / Г.Н. Глазов, А.В. Горевой. – Томск.: Изд-во "Красное знамя", 2015. 1014 с.
121. Андронов Е.В., Горевой А.В. О возможности снижения фазового шума генератора СВЧ с помощью петли ФАПЧ на стробируемом фазовом детекторе // Обмен опытом в области создания радиоэлектронных систем. Материалы III общероссийской научно-технической конференции 12-15 октября 2010 г. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. С. 20-24.
122. Горевой А.В., Лирник А.В. Измерение шумовых параметров резонатора на квази-ПАВ // 25-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Материалы конференции. Севастополь. 2015. В двух частях. Ч. 1. С. 900-901.
123. Андронов, Е.В. Угловая модуляция в синтезаторах СВЧ с ФАПЧ / Е.В. Андронов, А.В. Горевой // Доклады ТУСУР. 2009. Ч.1 С. 30-35.
124. "Создание на основе собственной СВЧ элементной базы системы мониторинга верхней полусферы охраняемых объектов для предотвращения несанкционированного проникновения сверхмалоразмерных летательных аппаратов (типа "дрон") в охраняемую зону", этап 2 "Теоретические исследования поставленных перед ПНИ-ЭР задач" / Отчет о прикладных научных исследованиях и экспериментальных разработках по проекту № 14.577.21.0188, идентификатор RFMEFI57715X0188, ФЦП "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2014-2020 годы" / Руководитель докт. техн. наук В.А. Хлусов. Часть 1. С. 206-215 (раздел 6). Рег. № АААА-Б17-217052210116-0. Томск, 2017.

Список публикаций

Монографии:

1. Глазов, Г.Н. Управляемые генераторы СВЧ / Г.Н. Глазов, А.В. Горевой. – Томск.: Изд-во "Красное знамя", 2015. 1014 с.

Статьи в журналах, включенных в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание степени доктора наук:

2. Андронов, Е.В. Угловая модуляция в синтезаторах СВЧ с ФАПЧ / Е.В. Андронов, А.В. Горевой // Доклады ТУСУР. 2009. Ч.1 С. 30-35.
3. Горевой, А.В. Генератор диапазона 1-2 ГГц с повышенной крутизной регулировочной характеристики. / А.В. Горевой // Доклады ТУСУР. 2011. Ч.1 С. 44-49.

4. Горевой, А.В. Режим резонанса бегущей волны в диэлектрическом дисковом резонаторе автогенератора сантиметрового диапазона. / А.В. Горевой, А.С. Задорин, А.А. Лукина // Труды НИИР. 2017 №2. С. 29-32.

Патенты Российской Федерации:

5. Патент на полезную модель №170771. Российская федерация, МПК H01P 1/20 Направленный фильтр СВЧ / А.В. Горевой, А.А. Лукина; заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран" (RU) – заявка №2016145709. Заявл. 22.11.2016, опубл. 05.05.17 Бюл. №13.

6. Патент на промышленный образец №94988. Российская федерация, МКПО 10-05;14-02 Синтезатор частот / А.В. Горевой; заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран" (RU) – заявка №2014502186. Заявл. 03.06.2014, опубл.16.08.15.

7. Патент на полезную модель №132933. Российская федерация, МПК H03B 5/32 Термостатированный кварцевый генератор / А.В. Горевой; заявитель и патентообладатель АО "НПФ Микран" (RU) – заявка №2013113825/08. Заявл. 27.03.2013, опубл. 27.09.2013. Бюл. №27.

8. Патент на изобретение №2523188. Российская федерация, МПК H03L 7/16. Синтезатор частот / А.В. Горевой; Заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран" (RU) – заявка №2013115792/08. Заявл. 09.04.2013, опубл. 20.07.2014. Бюл. №20.

9. Патент на полезную модель №124092. Российская федерация, МПК H03B 5/24. Генератор, управляемый напряжением / А.В. Горевой; Заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран" (RU) – заявка №2012139599/08. Заявл. 03.09.2012, опубл. 10.01.2013. Бюл. №1.

Статьи в зарубежных журналах, индексируемых в Scopus:

10. Gorevoy A.V. A low noise oscillator based on a conventional dielectric resonator // Microwave Journal. 2013. Vol. 56. Issue 11. pp. 84-94.

11. Gorevoy A.V. Frequency Modulation in Microwave Phase Lock Loop Synthesizers // Siberian Conference on Control and Communications SIBCON–2009. Tomsk. 2009. pp. 280-284. DOI: 10.1109/SIBCON.2009.5044871

12. Gorevoy A.V. Achieving sub-Hz frequency resolution in high spectral purity and low power frequency synthesizers // 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014. pp. 97-98 DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959306

13. Gorevoy A.V. On the application of method increasing frequency resolution in a portable wideband microwave generator // 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014. pp. 916-917 DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959692

Публикации в других научных изданиях:

14. Горевой А.В., Лукина А.А., Пилин Н.В., Аманбаев Н. Возбуждение дискового диэлектрического резонатора бегущей волной // Материалы Всероссийской научно-

- технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2017". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2017. В восьми частях. Ч. 1. С. 125-128
15. Горевой А.В., Лукина А.А. Реализация четырехпортового направленного фильтра с бегущей волной типа "шепчущей галереи" // Материалы XII международной научно-практической конференции "Электронные средства и системы управления". Томск.: В-Спектр, 2016. В двух частях. Ч. 1. С. 182-184.
16. Горевой А.В., Лукина А.А. Возбуждение резонатора бегущей волны моды "шепчущей галереи" с линией передачи с распределенной связью // 26-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Материалы конференции. Севастополь. 2016. В двух частях. Ч. 1. С. 1311-1314.
17. Горевой А.В., Лукина А.А. Исследование направленного фильтра на СВЧ-резонаторе с эффектом волн "шепчущей галереи" // Материалы XI международной научно-практической конференции "Электронные средства и системы управления". Томск.: В-Спектр, 2015. В двух частях. Ч. 1. С. 262-265.
18. Горевой А.В., Конкин Д.А., Лукина А.А., Толендиев Г.К. Оптоэлектронный генератор с волоконно-оптической линией задержки: численное моделирование и экспериментальное исследование // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2015". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2015. В пяти частях. Ч. 2. С. 26-29.
19. Горевой А.В. [и др.] Макет оптоэлектронного генератора с волоконно-оптической линией задержки // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2015". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2015. В пяти частях. Ч. 2. С. 70-72.
20. Лукина А.А., Толендиев Г.К., Горевой А.В. Исследование оптоэлектронного генератора СВЧ диапазона // 25-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Материалы конференции. Севастополь. 2015. В двух частях. Ч. 1. С. 1035-1036.
21. Горевой А.В., Лирник А.В. Измерение шумовых параметров резонатора на квази-ПАВ // 25-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Материалы конференции. Севастополь. 2015. В двух частях. Ч. 1. С. 900-901.
22. Горевой А.В. Современные возможности создания портативных измерительных генераторов СВЧ с высокими метрологическими характеристиками // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2014". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2014. В пяти частях. Ч. 1. С. 152-155.
23. Горевой А.В., Лирник А.В. Модернизация генератора с ЖИГ-резонатором // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2013". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2013. В пяти частях. Ч. 1. С. 304-306.

24. Горевой А.В. Генератор 4 ГГц на дисковом керамическом резонаторе с эквивалентной добротностью 50 тысяч // *Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2012"*. Томск.: Изд-во ТУСУР, 2012. В пяти частях. Ч. 1. С. 173-176.
25. Горевой А.В. Малошумящий термостатированный кварцевый генератор // *Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2012"*. Томск.: Изд-во ТУСУР, 2012. В пяти частях. Ч. 1. С. 170-173.
26. Андронов Е.В., Горевой А.В. Генератор диапазона 1-2 ГГц с резонатором на сосредоточенных элементах для октавных синтезаторов частот // *Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем. Материалы III общероссийской научно-технической конференции 12-15 октября 2010 г.*. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. С. 24-29.
27. Андронов Е.В., Горевой А.В. О возможности снижения фазового шума генератора СВЧ с помощью петли ФАПЧ на стробируемом фазовом детекторе // *Обмен опытом в области создания радиоэлектронных систем. Материалы III общероссийской научно-технической конференции 12-15 октября 2010 г.*. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. С. 20-24.
28. Андронов Е.В., Горевой А.В. Генератор 2,2 ГГц с ультранизким фазовым шумом на керамическом коаксиальном резонаторе // *Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем. Материалы III общероссийской научно-технической конференции 12-15 октября 2010 г.*. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. С. 15-19.
29. Горевой А.В. Способ улучшения скоростных характеристик синтезатора частот // *Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2008"*. Томск.: Изд-во ТУСУР, 2008. В пяти частях. Ч. 2. С. 233-236.
30. Горевой А.В. Воздействие вибрации на СВЧ-генераторы // *Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2008"*. Томск.: Изд-во ТУСУР, 2008. В пяти частях. Ч. 2. С. 230-233.
31. Горевой А.В. G-чувствительность к вибрации СВЧ-генераторов различных типов // *Электронные и электромеханические системы и устройства. XVI научно-практическая конференция 10-11 апреля 2008 г.* Томск: НПЦ Полюс, 2008. С. 65-66.
32. Горевой А.В. Чувствительность СВЧ-генераторов к вибрации // *XIV Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных. Современные техника и технологии. Материалы конференции.* Томск.: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. С. 230-231.
33. Горевой А.В., Тунгусов А.А. Синтезатор частот диапазона 910-940 МГц // *Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых*

ученых "Научная сессия ТУСУР-2006". Томск.: Изд-во ТУСУР, 2006. В пяти частях. Ч. 1. С. 20-22.

Публикации в рецензируемых отраслевых журналах:

34. Горевой А.В. Универсальные СВЧ USB-генераторы как замена настольным гигантам // Современная электроника. М.: 2015. №8. С. 54-60.
35. Горевой А.В. Архитектура широкополосных синтезаторов частот для панорамных сканирующих приборов СВЧ // Вестник метролога. – М., 2013. №3. С. 23-27.
36. Горевой А.В. Выбор генераторов для построения малозумящих синтезаторов частот // Компоненты и технологии. М.: 2012. №6. С. 87-92.

Приложение А

Т а б л и ц а А.1 Сравнение генератора сигналов PLG06 с аналогами

Параметр/Прибор	PLG06 Микран	USG-LF44 GW Instek	SSG-6400HS Mini Circuits	HSM6001A Holzworth	LMS-602D Vaunix	BPSG6 Aaronia
Диапазон мощностей, шаг	-40...10 дБм, 1 дБ	-30...0 дБм, 1дБ	-75...14 дБм, 0.01 дБ	-70...10 дБм, 0.01 дБ	-45...10 дБм, 0.5 дБ	-45...18 дБм, 0.5 дБ
Диапазон частот, шаг	25...6000 МГц, 1 Гц	34.5...4400 МГц, 10 кГц	0.25...6400 МГц, 0.01 Гц	0.25...6400 МГц, 0.001 Гц	1500...6000 МГц, 100 Гц	23.5...6000 МГц, -
СПМ фазового шума на отстройке 10 кГц от несущей 1 ГГц	-118 дБн/Гц	-112 дБн/Гц	-133 дБн/Гц	-135 дБн/Гц	-112 дБн/Гц	-91 дБн/Гц
Помехи дискретного спектра	-70 дБн	-30 дБн	-40 дБн	-50 дБн	-70 дБн	-
Модуляции	АМ, ЧМ, ФМ, ИМ Внеш/внутр	Нет	АМ, ЧМ, ФМ, ИМ Внеш	АМ, ЧМ, ФМ, ИМ Внеш	ИМ Внеш/внутр	АМ, ЧМ, ФМ -
ИМ: Подавление в паузе	56 дБ	Нет	70 дБ	70 дБ	60 дБ	Нет
Время нарастания/спада	8...9 нс		100 нс	100 нс	30 нс	
АМ: Диапазон частот	0...100 кГц	Нет	0...10 кГц	0...10 кГц	Нет	-
Глубина	0...96%		5...60%	5...75%		
ФМ: Диапазон частот	0...100 кГц	Нет	0...20 кГц	0...20 кГц	Нет	-
Индекс	0...6 рад at 6 ГГц		0.03...3.14 рад	0.03...3.14 рад		
ЧМ: Диапазон частот	100 Гц...100 кГц	Нет	0...20 кГц	0...20 кГц	Нет	-
Девиация	0...600 Гц at 6 ГГц		0...100 кГц	0...100 кГц		
НЧ генератор: Диапазон частот	0...1 МГц	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет
Диапазон амплитуд	6 мВ...3 В					
Нагрузка	Hi-Z					
Формы сигналов	Син., пила, треугол, Импульс, пост. сост., шум					
Сканирование: Кол-во точек	2...501	-	-	2...65535	-	-
Источник запуска	Шина, внешний, внутр	Шина, внутр	Шина, внешний, внутр	Внешний, внутр		
Время переключения	50 мкс	1 мс	100 мкс	100 мкс		
Источник питания	USB 2.0 порт	USB 2.0 порт	AC-DC адаптер	Внешний источник	USB порт	AC-DC адаптер, батарея
Мощность потребления	2,5 Вт	1 Вт	29 Вт	9 Вт	1.5 Вт	-
Размеры, Вес	125x65x25 мм, 0.25 кг	-	280x216x38 мм, 2.7 кг	152,4x96,5x23 мм, 3.5 кг	124x80x40 мм, 0.45 кг	81x61x29 мм, 0.15 кг
Управление: Интерфейс	USB 2.0	USB 2.0	Ethernet TCP/IP	SPI	USB	USB 1.1/2.0
ПО	Во внутренней памяти Micro-SD	CD в комплекте	CD в комплекте	Нет	USB флэш накопитель в комплекте	CD в комплекте
Система команд	SCPI	-	-	-	Нет данных	-
Аксессуары и документация	SMA-N адаптеры, 4xBNC-MCX кабельные сборки, USB A-mini B кабель, Тарированный ключ, руководство	USB кабель, руководство	AC-DC адаптер, USB кабель, сетевой шнур, кабель Ethernet	Опциональный модуль сопряжения для USB или Ethernet	USB кабель, руководство	SMA-SMA адаптер, AC-DC адаптер, адаптеры для сетевых розеток, USB кабель, батарея
Диапазон температур	0...50 °C	-	0...50 °C	0...55 °C	-	-

Приложение А (продолжение)

Т а б л и ц а А.2 Сравнение генератора сигналов PLG12 с аналогами

Параметр/Прибор	PLG12 Микран	SynthHD Wind Freak	HSM12001A Holzworth	LMS-123 Vaunix	USB-TG124A Signal Hound
Диапазон мощностей, шаг	-40...10 дБм, 1 дБ	-80/-30...20/6 дБм, 0.01 дБ	-10...18 дБм, 0.01 дБ	-40...10 дБм, 0.5 дБ	-30...12 дБм, 1 дБ
Диапазон частот, шаг	25...12000 МГц, 1 Гц	54...13600 МГц, 0.1 Гц	10...12500 МГц, 0.001 Гц	8000...12000 МГц, 100 Гц	0.1...12400 МГц, 100 Гц
СПМ фазового шума на отстройке 10 кГц от несущей 1 ГГц	-112 дБн/Гц	-100 дБн/Гц	-134 дБн/Гц	-97 дБн/Гц	-
Помехи дискретного спектра	-60 дБ	-	-50 дБ	-70 дБ	-
Модуляции	АМ, ЧМ, ФМ, ИМ Внеш/внутр	ИМ Внеш	ИМ Внеш	ИМ Внеш/внутр	-
ИМ: Подавление в паузе	60 дБ	-	90 дБ	60 дБ	-
Время нарастания/спада	8...9 нс	-	20 нс	30 нс	-
АМ: Диапазон частот	0...100 кГц	Нет	Нет	Нет	-
Глубина	0...96%	-	-	-	-
ФМ: Диапазон частот	0...100 кГц	Нет	Нет	Нет	-
Индекс	0...12 рад at 12 ГГц	-	-	-	-
ЧМ: Диапазон частот	100 Гц...100 кГц	Нет	Нет	Нет	-
Девиация	0...1200 Гц at 12 ГГц	-	-	-	-
НЧ генератор: Диапазон частот	0...1 МГц	Нет	Нет	Нет	Нет
Диапазон амплитуд	6 мВ...3 В	-	-	-	-
Нагрузка	Hi-Z	-	-	-	-
Формы сигналов	Син., пила, треугол, Импульс, пост. сост., шум	-	-	-	-
Сканирование: Кол-во точек	2...501	-	-	-	-
Источник запуска	Шина, внешний, внутр	Внешний, внутр	-	-	-
Время переключения	200 мкс	-	-	-	-
Источник питания	USB 2.0 порт	Внешний источник	Внешний источник	USB порт	USB 2.0 порт
Мощность потребления	2,5 Вт	4.8 Вт	18 Вт	1.5 Вт	-
Размеры, Вес	125x65x25 мм, 0.25 кг	69.9x50.8x19 мм, -	152,4x96,5x26.2 мм, -	124x80x40 мм, 0.45 кг	287x152x101 мм, 0.59 кг
Управление: Интерфейс	USB 2.0	USB	SPI	USB	USB 2.0
ПО	Во внутренней памяти Micro-SD	На сайте производителя	Нет	USB флэш накопитель в комплекте	На сайте производителя
Система команд	SCPI	-	-	-	-
Аксессуары и документация	SMA-N адаптеры, 4xBNC-MCX кабельные сборки, USB A-mini B кабель, Тарированный ключ, руководство	-	Опциональный модуль сопряжения для USB или Ethernet	USB кабель, руководство	-
Диапазон температур	0...50 °С	-40...75 °С	0...55 °С	No data	0...70 °С

Приложение А (продолжение)

Т а б л и ц а А.3 Сравнение генератора сигналов PLG20 с аналогами

Параметр/Прибор	PLG20 Микран	HSM18001A Holzworth	LMS-203 Vaunix
Диапазон мощностей, шаг	-40...10 дБм, 1 дБ	-10...16 дБм, 0.01 дБ	-30...10 дБм, 0.5 дБ
Диапазон частот, шаг	25...20000 МГц, 1 Гц	10...20000 МГц, 0.001 Гц	10000...20000 МГц, 100 Гц
СПМ фазового шума на отстройке 10 кГц от несущей 1 ГГц	-115 дБн/Гц	-132 дБн/Гц	-101 дБн/Гц
Помехи дискретного спектра	-60 дБн	-50 дБн	-70 дБн
Модуляции	АМ, ЧМ, ФМ, ИМ Внеш/внутр	ИМ Внеш	ИМ Внеш/внутр
ИМ: Подавление в паузе	60 дБ	90 дБ	35 дБ
Время нарастания/спада	8...9 нс	20 нс	30 нс
АМ: Диапазон частот	0...100 кГц	Нет	Нет
Глубина	0...96%		
ФМ: Диапазон частот	0...100 кГц	Нет	Нет
Индекс	0...20 рад at 20 ГГц		
ЧМ: Диапазон частот	100 Гц...100 кГц	Нет	Нет
Девияция	0...2000 Гц at 20 ГГц		
НЧ генератор: Диапазон частот	0...1 МГц	Нет	Нет
Диапазон амплитуд	6 мВ...3 В		
Нагрузка	Hi-Z		
Формы сигналов	Син., пила, треугол, Импульс, пост. сост., шум		
Сканирование: Кол-во точек	2...501	-	-
Источник запуска	Шина, внешний, внутр		
Время переключения	200 мкс		
Источник питания	USB 3.0 порт	Внешний источник	USB порт
Мощность потребления	2,5 Вт	18 Вт	2.75 Вт
Размеры, Вес	125x65x25 мм, 0.25 кг	152,4x96,5x26.2 mm, -	124x80x40 мм, 0.45 кг
Управление: Интерфейс	USB 2.0	SPI	USB
ПО	Во внутренней памяти Micro-SD	Нет	USB флэш накопитель в комплекте
Система команд	SCPI	-	No data
Аксессуары и документация	SMA-N адаптеры, 4xBNC-MCX кабельные сборки, USB A-mini B кабель, Тарированный ключ, руководство	Опциональный модуль сопряжения для USB или Ethernet	USB кабель, руководство
Диапазон температур	0...50 °C	0...55 °C	-

Приложение Б

Акт внедрения



**Акционерное общество
«Научно-производственная фирма
«Микран»
(АО «НПФ «Микран»)**
пр-т Кирова, 51д, г. Томск, Россия, 634041
+7 3822 90-00-29 | +7 3822 42-36-15 факс
mic@micran.ru | www.micran.ru

ОКПО 24627413, ОГРН 1087017011113
код по ОКОНХ 14760; 80400; 95300
ИНН/КПП 7017211757/701701001
Расчетный счет № 40702810964010121550
в Томском отделении № 8616
Сбербанка России ПАО,
к/с 30101810800000000606



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы
"Маломощные источники непрерывных сигналов СВЧ для измерительной техники"

ведущего инженера отдела синтезаторов частот
департамента информационно-измерительных систем (ДИИС) АО "НПФ "Микран"
Андрея Викторовича Горевского

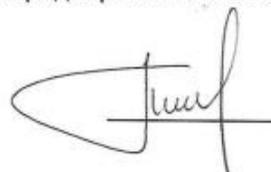
Настоящий акт подтверждает внедрение результатов диссертационной работы А.В. Горевского в разработку и производство измерительной, связанной и радиолокационной аппаратуры АО "НПФ "Микран".

Разработаны и серийно производятся генераторы сигналов ВЧ и СВЧ серии Portable Lab Devices от 25 МГц до 6/12/20 ГГц PLG06, PLG12 и PLG20.

Разработаны и серийно производятся автогенераторы: октавные, управляемые напряжением, MVCO-1020 и MVCO-2040-SF; термостатированные кварцевые MOXO-100, кварцевые ГУН MVXO-96, MVXO-100; генераторы на ЖИГ-резонаторах МУТО-3080; генераторы на коаксиальных резонаторах – Генератор КР ЖНКЮ.434811.062.

Предложенные в работе идеи и реализованные конструкции автогенераторов и синтезаторов частот используются в измерительных приборах: анализаторах цепей скалярных P2M-04/18/40; анализаторах цепей векторных P4M-18 и P4213/26; анализаторах спектра СК4M-18/50; измерителях коэффициента шума X5M-18; синтезаторах частот Г7M-04/18/40, а также в РЛС "Река" и станциях цифровой радиорелейной связи.

Директор ДИИС


 Г.Р. Кун
 05.10.17

Приложение В
Дипломы, сертификаты, патенты



СЕРТИФИКАТ

Выдан

ведущему инженеру отдела синтезаторов частот

ГОРЕВОМУ

Андрею Викторовичу

январь 2015 года

о поощрении именной стипендией в размере 500 000 рублей за 2014 год на основании Указа Президента Российской Федерации от 14.10.2012 № 1380

"О повышении эффективности мер государственной поддержки работников организаций оборонно-промышленного комплекса Российской Федерации" и Распоряжения Президента РФ от 28.12.2014 "За выдающиеся достижения в создании прорывных технологий и разработке современных образцов вооружения, военной и специальной техники в интересах обеспечения обороны страны и безопасности государства"

Генеральный директор



В.В.Доценко

Приложение В (продолжение)

Инновационный территориальный кластер
«Информационные технологии и электроника Томской области»
ИТК «ИТЭ ТО»

БЛАГОДАРСТВЕННОЕ ПИСЬМО

ГОРЕВОМУ АНДРЕЮ ВИКТОРОВИЧУ

За участие в проекте TeamLab: маркетинг, в роли эксперта по техническим вопросам. Благодаря вашим стараниям, молодые специалисты получили путёвку в профессиональную жизнь.

Исполнительный директор
Ассоциации

И.Э. Соколовский



Томск, 29 июня 2017 год

Приложение В (продолжение)



ПОЧЕТНАЯ ГРАМОТА

Награждается

**ГОРЕВОЙ
АНДРЕЙ ВИКТОРОВИЧ**

ведущий инженер
отдела синтезаторов частот
отделения НИОКР
Департамента информационно-измерительных систем
ЗАО «НПФ «Микран»
за добросовестный труд и в связи с юбилеем

Генеральный директор
ЗАО «НПФ «Микран»



Владимир Викторович
Доценко

12.11.2014
г. Томск

Приложение В (продолжение)



ЗАКРЫТОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА
«ЗАО «НПФ «МИКРАН»

ГРАМОТА

*«За значительный вклад
в развитие компании»*

НАГРАЖДАЕТСЯ

Горевой Андрей Викторович

*ведущий инженер отдела синтезаторов частот
Департамента информационно-измерительных систем*

ЗА ДОБРОСОВЕСТНЫЙ ТРУД И ПРОЯВЛЕННУЮ ИНИЦИАТИВУ,
ЛИЧНЫЙ ВКЛАД В РАБОТУ И ДОСТИЖЕНИЕ ВЫСОКИХ РЕЗУЛЬТАТОВ
В ТРУДОВОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ.

С ПОЖЕЛАНИЕМ УСПЕХОВ В ОТВЕТСТВЕННОЙ РАБОТЕ,
НОВЫХ ТВОРЧЕСКИХ ИДЕЙ И ЗАМЫСЛОВ, ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ
ЗАМЕЧАТЕЛЬНЫХ ДЕЛ НА БЛАГО ПРЕДПРИЯТИЯ!

Генеральный директор

Доценко В.В.

Приложение В (продолжение)



Администрация Томской области



ФОРУМ МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ ТОМСК 2014

U-NOVUS

БЛАГОДАРСТВЕННОЕ ПИСЬМО

Уважаемый Андрей Викторович!

Благодарю Вас за участие в I Всероссийском форуме молодых ученых U-NOVUS!

Наш форум в очередной раз представил Томск как ведущий научно-образовательный и инновационный центр России. Он собрал более 1300 участников из 60 регионов страны. В дискуссиях, круглых столах, креативных лабораториях приняли участие руководители ведущих российских институтов развития.

Одним из центральных событий U-NOVUS'a стала выставка разработок молодых ученых. В том числе и Вы представили на этой площадке 140 проектов в приоритетных сферах развития науки и техники. Уверен, новые знакомства и обмен опытом, который Вы получили в рамках выставки, станут новым этапом в Вашей научной карьере. А первый форум молодых ученых U-NOVUS навсегда останется яркой, насыщенной и незабываемой страницей Вашей жизни.

Администрация Томской области готова оказать содействие в реализации и внедрении Ваших проектов и разработок на территории региона!

U-NOVUS

Губернатор
Томской области

**Жвачкин
Сергей
Анатольевич**

Приложение В (продолжение)

24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»
7-13 сентября 2014г., Севастополь, Россия

КрыМиКо 2014 CriMiCo

September 7-13, 2014, Sevastopol, Russia
24th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology»

ДИПЛОМ

Настоящим дипломом Оргкомитета награждается

ГОРЕВОЙ Андрей Викторович

Муромский институт Владимирского государственного университета

за лучшую научную работу,
представленную молодым ученым (аспирантом) на
24-й Международной Крымской конференции

**СВЧ-техника
и телекоммуникационные технологии**

Сопредседатели
Программного комитета

проф. КУРАЕВ А. А.

проф. ГИМПЛЕВИЧ Ю. Б.

к.ф.-м.н. ГАЛДЕЦКИЙ А. В.

Председатель Оргкомитета

к.т.н. ЕРМОЛОВ П. П.

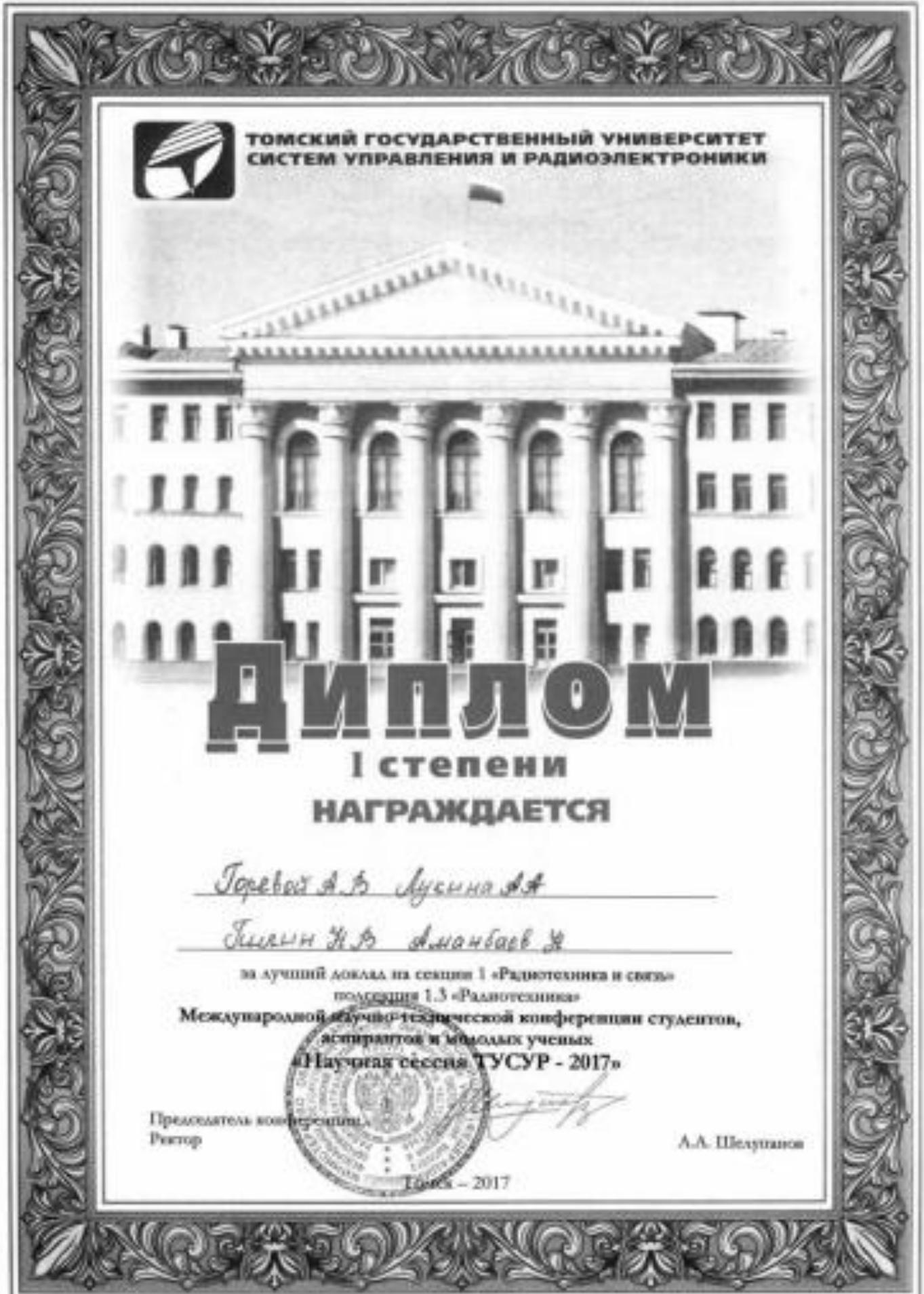
Зам. председателя Оргкомитета

проф. КЕЗМАРЬЕВ А.

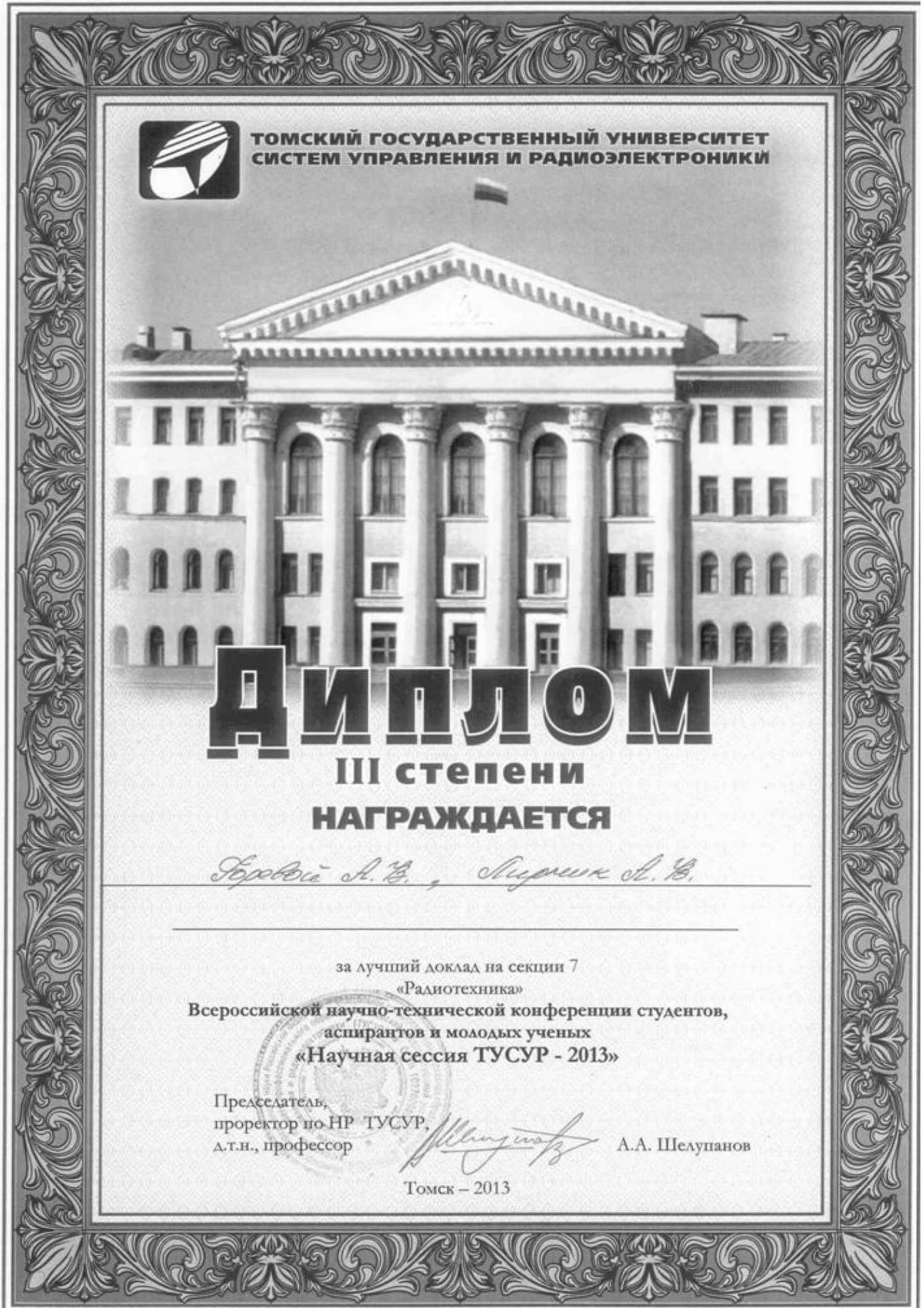
Севастополь, 12 сентября 2014 г.



Приложение В (продолжение)



Приложение В (продолжение)



Приложение В (продолжение)



Приложение В (продолжение)



ФЕДЕРАЛЬНОЕ КОСМИЧЕСКОЕ АГЕНТСТВО
Открытое акционерное общество
"Научно-производственный центр "Полюс"



ДИПЛОМ

НАГРАЖДАЕТСЯ

Горевой Андрей Викторович,

инженер

ООО «НПФ «Микран»,

за доклад *«G-чувствительность к вибрации СВЧ-генераторов
различных типов»,*

представленный на научно-технической конференции молодых специалистов
«Электронные и электромеханические системы и устройства»
(10–11 апреля 2008 г., ОАО «НПЦ «Полюс»)

Генеральный директор



В. Н. Gladushenko



Приложение В (продолжение)



Приложение В (продолжение)

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ
НА ИЗОБРЕТЕНИЕ
№ 2523188

СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ

Патентообладатель(ли): *Закрытое акционерное общество "Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*

Автор(ы): *Горевой Андрей Викторович (RU)*

Заявка № 2013115792
Приоритет изобретения **09 апреля 2013 г.**
Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **22 мая 2014 г.**
Срок действия патента истекает **09 апреля 2033 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.Л. Симонов



Приложение В (продолжение)

— Bundesrepublik Deutschland —

Urkunde

über die Eintragung des
Gebrauchsmusters Nr. 21 2014 000 065

Bezeichnung:

Frequenzsynthesizer

IPC:

H03L 7/16

Inhaber/Inhaberin:

ZAO "NAYCHNO-PROIZVODSTVENNAYA FIRMA "MICRAN", Tomsk, RU

Tag der Anmeldung:

03.04.2014

Tag der Eintragung:

20.10.2015

Priorität:

09.04.2013 RU 2013115792

Die Präsidentin des Deutschen Patent- und Markenamts

Cornelia Rudloff-Schäffer

Cornelia Rudloff-Schäffer

München, 20.10.2015



Приложение В (продолжение)

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 170771

НАПРАВЛЕННЫЙ ФИЛЬТР СВЧ

Патентообладатель: *Акционерное общество "Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*

Авторы: *Горевой Андрей Викторович (RU),
Лукина Анна Андреевна (RU)*

Заявка № 2016145709

Приоритет полезной модели 22 ноября 2016 г.

Дата государственной регистрации в
Государственном реестре полезных
моделей Российской Федерации 05 мая 2017 г.

Срок действия исключительного права
на полезную модель истекает 22 ноября 2026 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

Приложение В (продолжение)

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 132933

ТЕРМОСТАТИРОВАННЫЙ КВАРЦЕВЫЙ ГЕНЕРАТОРПатентообладатель(ли): *Закрытое акционерное общество "Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*Автор(ы): *Горевой Андрей Викторович (RU)*

Заявка № 2013113825

Приоритет полезной модели 27 марта 2013 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 27 сентября 2013 г.

Срок действия патента истекает 27 марта 2023 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.И. Симонов



Приложение В (продолжение)

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 124092

ГЕНЕРАТОР, УПРАВЛЯЕМЫЙ НАПРЯЖЕНИЕМ

Патентообладатель(ли): *Закрытое акционерное общество "Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*

Автор(ы): *Горевой Андрей Викторович (RU)*

Заявка № 2012139599

Приоритет полезной модели 03 сентября 2012 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 10 января 2013 г.

Срок действия патента истекает 03 сентября 2022 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



Приложение В (продолжение)

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ
НА ПРОМЫШЛЕННЫЙ ОБРАЗЕЦ
№ 94988

СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ

Патентообладатель(ли): *Закрытое акционерное общество
"Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*

Автор(ы): *Горевой Андрей Викторович (RU)*

Заявка № **2014502186**
Приоритет(ы) промышленного образца **03 июня 2014 г.**
Дата государственной регистрации в
Государственном реестре промышленных
образцов Российской Федерации **27 июля 2015 г.**
Срок действия исключительного права
на промышленный образец истекает **03 июня 2029 г.**

*Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

 *Л.Л. Кирий*

