

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «МЭИ»

На правах рукописи

Митрофанов Александр Александрович

СИНХРОНИЗАЦИЯ НЕИЗОХРОННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Специальность 05.12.04 –

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Удалов Николай Николаевич

Москва, 2018

Аннотация

Настоящая диссертационная работа посвящена исследованию синхронизированных неизохронных автогенераторов, в особенности нового перспективного источника СВЧ колебаний – спин-трансферных наноосцилляторов (СТНО). В работе получены и исследуются математические модели системы фазовой автоподстройки частоты, системы синхронизации внешним гармоническим воздействием и взаимная синхронизация двух неизохронных автогенераторов. Синхронизация позволяет улучшить уровень фазовых шумов таких генераторов, что является одним из главных недостатков СТНО, ограничивающих их применение. В диссертации исследуется динамика систем синхронизации, включая анализ устойчивых режимов и бифуркаций. Также в работе был проведен анализ влияния теплового белого гауссовского шума на амплитудные и фазовые шумы СТНО в различных системах синхронизации. Расчет и моделирование показали возможность уменьшения уровня фазовых шумов генерируемого колебания спин-трансферного наноосциллятора при использовании систем внешней и взаимной синхронизации. В работе также приведена методика расчета и построения системы синхронизации неизохронных автогенераторов на современной компонентной базе.

Оглавление

<u>Введение</u>	5
<u>1 Обзор литературы. Постановка задач</u>	14
1.1 Введение.....	14
1.2 Перестраиваемые автогенераторы с варикапами.....	14
1.3 Автогенераторы на спин–волновых линиях задержки.....	24
1.4 Физические процессы в СТНО, приводящие к генерации СВЧ колебаний.....	29
1.5 Модель неизохронного автогенератора.....	34
1.6 Динамические и шумовые характеристики СТНО.....	41
1.7 Обзор литературы по синхронизации СТНО.....	50
1.8 Выводы. Постановка задач исследования.....	54
<u>2 Система фазовой автоподстройки спин–трансферного наноосциллятора</u>	58
2.1 Введение.....	58
2.2 Динамика фазовой автоподстройки частоты СТНО.....	59
2.3 Шумовые характеристики СТНО в системе фазовой автоподстройки.....	68
2.4 Выводы.....	80
<u>3 Система синхронизации спин–трансферного наноосциллятора внешним гармоническим воздействием</u>	82
3.1 Введение.....	82
3.2 Динамические характеристики СТНО, синхронизированного внешним гармоническим воздействием.....	82
3.3 Амплитудные и фазовые шумы СТНО, синхронизированного внешним гармоническим воздействием.....	89
3.4 Сравнение амплитудных и фазовых шумов СТНО, синхронизированного внешним гармоническим воздействием и системой фазовой автоподстройки частоты.....	92
3.5 Выводы.....	93

<u>4 Взаимная синхронизация двух спин-трансферных наноосцилляторов</u>	95
4.1 Введение.....	95
4.2 Уравнения для амплитудных и фазовых шумов двух взаимно– связанных СТНО.....	95
4.3 Синхронизация двух идентичных СТНО	99
4.4 Синхронизация двух СТНО с разными частотами колебаний.....	102
4.5 Синхронизация двух неидентичных СТНО.....	107
4.6 Выводы.....	107
<u>5 Моделирование и экспериментальное исследование неизохронных перестраиваемых автогенераторов и систем их синхронизации</u>	109
5.1 Введение.....	109
5.2 Методика расчета неизохронных ГУН.....	109
5.3 Микросхема интегральная ФАПЧ 1288ПЛ1У.....	112
5.4 Отладочная плата для микросхемы ФАПЧ 1288ПЛ1У.....	114
5.5 Методика сравнения уровня фазовых шумов автономного и синхронизированного ГУН.....	117
5.6 Выводы.....	119
<u>Заключение</u>	121
<u>Список литературы</u>	123
<u>Приложение А Технология изготовления СТНО</u>	139
<u>Приложение Б Вывод уравнений для амплитудных и фазовых шумов двух взаимно связанных СТНО</u>	146
<u>Приложение В Методика моделирования генераторов с использованием пакетов прикладных программ Advanced Design System и HFSS</u>	152
<u>Приложение Г Акты о внедрении результатов диссертационной работы</u>	170
<u>Приложение Д Копия заявки на изобретение</u>	174
<u>Приложение Е Протокол испытаний разработанного генератора</u>	175

Введение

Актуальность темы исследования. В радиотехнических системах наиболее часто используется диапазон частот от сотен мегагерц до десятков гигагерц. В качестве источников колебаний в этом диапазоне используются автогенераторы на сосредоточенных элементах (конденсаторах и индуктивностях), на линиях задержки и резонаторах на поверхностных акустических волнах (ПАВ), спин–волновые устройства, схемы на диэлектрических (в т.ч. керамических), волноводных и других резонаторах. Важной задачей в автогенераторах является управление частотой автоколебаний. В схемах со сосредоточенными элементами чаще всего она решается использованием варикапов. В спин–волновых устройствах используется зависимость частоты ферромагнитного резонанса от величины постоянного магнитного поля, которое легко может меняться под действием постоянного тока.

Последние годы особый интерес вызывает направление физики твердого тела, в котором исследуются наноразмерные спин–волновые устройства – устройства «спинтроники». В 2007 г. за работы в этом направлении А. Ферту была вручена Нобелевская премия по физике. Такими устройствами являются спин–трансферные наноосцилляторы (СТНО), представляющие собой многослойные наноструктуры, чаще всего в виде цилиндров, из чередующихся магнитных и немагнитных слоев [123]. На данный момент, используя различные конфигурации нанослоев, удалось достичь частот генерации более 40 ГГц [75]. Преимуществами СТНО перед другими известными автогенераторами являются: малые размеры, широкий диапазон частот: от сотен мегагерц до десятков гигагерц с относительной перестройкой частот более октавы, интегрируемость с технологическим процессом КМОП, малые рабочие напряжения и токи (менее 0,3 В), малое время переходного процесса (единицы наносекунд), протяженный участок линейной зависимости частоты от управляющего внешнего постоянного тока или внешнего магнитного поля. Уже сейчас предлагаются варианты использования СТНО в качестве детекторов СВЧ сигналов [139] и в устройствах

памяти [110]. Активно исследуются возможности генерации излучения подобных структур в терагерцовом диапазоне [93].

Неотъемлемым свойством СТНО является неизохронность. Неизохронность колебаний – это физическое явление, заключающееся в зависимости частоты собственных колебаний колебательной системы от их амплитуды. Физический механизм неизохронности СТНО заключается в связи амплитуды прецессии намагниченности одного из слоев СТНО с частотой этой прецессии.

Также неизохронность проявляется в других перестраиваемых по частоте автогенераторах. В схемах с использованием варикапов неизохронность проявляется в случае работы на нелинейном участке вольт–фарадной характеристики варикапа, приводящей к зависимости среднего значения за период емкости колебательного контура от амплитуды колебаний. Обычно стараются работать на линейном участке вольт–фарадной характеристики, но это ограничивает возможный диапазон перестройки автогенераторов. Большинство известных на данный момент схемотехнических решений борьбы с неизохронностью при использовании варикапов приводит к уменьшению диапазона перестройки по частоте автогенератора или усложнению схемы.

Иной механизм возникновения неизохронности присутствует в спин–волновых устройствах. Там этот эффект обусловлен зависимостью частоты и амплитуды прецессии намагниченности. На практике частотой управляют источником внешнего постоянного магнитного поля.

Также неизохронность может проявляться в неперестраиваемых по частоте генераторах. В этом случае связь между амплитудой и частотой проявляется в переходном режиме установления колебаний. Обычно это связано с частотной зависимостью управляющего сопротивления автогенератора от амплитуды и частоты и инерционными свойствами активного элемента. Примером такой автоколебательной системы является генератор на резонаторах на ПАВ.

Одной из главных характеристик любого автогенератора является уровень фазовых шумов. Низкий уровень шумов автогенератора является необходимым

требованием при разработке множества радиолокационных и радиопередающих устройств. Для СТНО это, наряду с низкой выходной мощностью, является главным недостатком, ограничивающим их практическое применение. Одним из способов уменьшения уровня фазовых шумов является использование синхронизации «внешней силой» или взаимная синхронизация нескольких автогенераторов. В качестве внешней силы обычно выступает внешнее гармоническое воздействие (ВГВ) или ВГВ в сочетании с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Целью синхронизации является навязывание стабильности эталонного неперестраиваемого генератора перестраиваемому по частоте генератору.

Исследуемые в данной работе системы синхронизации применяются в технике связи, радиолокации и радионавигации, управлении, измерительных комплексах, в частности в синтезаторах сетки частот, синтезаторах сложных сигналов, демодуляторах сигналов с угловой модуляцией, в измерителях фазы и частоты сигналов, в устройствах слежения за несущими частотами принимаемых сигналов и в устройствах тактовой синхронизации.

Таким образом, разработка методик расчета динамических и шумовых характеристик синхронизированных неизохронных автогенераторов позволит создать наноразмерные устройства генерирования и формирования сигналов в сверх и крайне высоких диапазонах частот, что в настоящее время является весьма актуальным.

Степень разработанности темы исследования. Значительный вклад в развитие теории СТНО внесли: А. Ферт [68], Дж. Слончевски [126], Л. Берже [74], А.Н. Славин, В.С. Тиберкевич [80, 119-125, 129-131], А.В. Хвальковским [83, 92], М. Келлер, В. Крос и Дж. Гройлер [73, 78, 85, 86, 92, 100, 102, 117]. Наиболее важные эксперименты по СТНО были проведены М. Цой [103-105], С. Ураждиным [137-138], В. Риппардом, М. Пуффалом, Т. Силва [111-116], Дж. Кимом [96-96], У. Эбелс [100, 102, 139], С.И. Киселевым. И.Н. Криворотовым [77, 97-99, 118], Х. Кси [140-141] и Дж. Сан [127], Акерманом [75, 143], В.Е. Демидовым и С.О. Демокритовым [81, 82, 138]. В России исследованием СТНО

занимаются научные группы под руководством Ю.В. Гуляева и С.Г. Чигарева в ФИРЭ РАН им. В.А. Котельникова [5–8], С.А. Никитова в ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова [57], А.К. и К.А. Звездина в ИОФ РАН им. А.М. Прохорова [20, 73, 92], В.Д. Шалфеева и К.Г. Мишагина из Нижегородского Государственного университета им. Н.И. Лобачевского [55-56].

Методы, позволяющие значительно улучшить свойства генераторов на варикапах предложены, например, в работах М. П. Савченко [60-63], В.Н. Кулешова [19, 27], С.М. Смольского, Г.М. Крылова [25] и др.

Прикладными и фундаментальными исследованиями спин–волновых устройств уже более 50 лет занимаются в ЛЭТИ под руководством Б.А. Калиникова и А.Б. Устинова [13, 14, 21].

Подробная теория устройств на ПАВ, а также влияние неизохронности на характеристики генератора была разработана А.А. Дворниковым, В.И Огурцовым, Г.М. Уткиным [12].

Существенный вклад в теорию шумов в радиотехнических устройствах внесли Р.Л. Стратонович [64], С.М. Рытов [34], В.И. Тихонов [42], И.Л. Берштейн [2] и В.Н. Кулешов [19, 27].

Развитием теории систем внешней и взаимной синхронизации занимались С.И. Евтянов [15-16], А.А. Дворников, Г.М. Уткин [9-12], М.В. Капранов [22-24], Н.Н. Удалов [23], Б.И. Шахтарин [70], В.В. Шахгильдян [69], В. Линдсей [28], И.И. Блехман [3], Д.И. Трубецков [58]. Исследованию динамических процессов ансамблей СТНО посвящена диссертация А.Р. Сафина [64, 65].

Однако задача исследования динамических свойств синхронизированных ВГВ и цепью ФАПЧ неизохронных автогенераторов решена не была. Также не была решена задача определения уровня амплитудных и фазовых шумов неизохронных автогенераторов, синхронизированных ВГВ, цепью ФАПЧ и системы двух взаимно связанных неизохронных автогенераторов.

Цель работы. Разработка прикладных методов анализа процессов и шумовых характеристик в синхронизированных неизохронных автогенераторах, с целью создания стабильных миниатюрных перестраиваемых автогенераторов.

Основные задачи, решаемые в работе:

- разработка моделей неизохронного автогенератора, синхронизированного ВГВ, цепью ФАПЧ и взаимной синхронизации двух неизохронных автогенераторов;
- исследование динамических характеристик систем внешней синхронизации неизохронных автогенераторов;
- исследование шумовых характеристик систем внешней и взаимной синхронизации неизохронных автогенераторов;
- разработка методик расчета, моделирования и проектирования неизохронных автогенераторов на современной компонентной базе.

Научная новизна работы.

1. Построены математические модели неизохронного автогенератора в системах синхронизации ВГВ и цепью ФАПЧ с учетом влияния теплового белого гауссовского шума, особенностью которых является перестройка по частоте за счет неизохронности.

2. Показано, что в бесфильтровой системе ФАПЧ неизохронного автогенератора на основе модели Славина-Тиберкевича наблюдается эффект полосы захвата, что отличает эту систему от изохронных систем ФАПЧ, где полоса захвата существует только в системах с фильтром в цепи управления.

3. Показано, что полосы синхронизма при синхронизации с помощью цепи ФАПЧ и ВГВ являются несимметричными относительно знака частотной расстройки между эталонным и подстраиваемым генератором за счет нелинейности модуляционной характеристики.

4. Показано, что увеличивая значение коэффициента усиления сигнала ошибки в цепи обратной связи ФАПЧ можно увеличить значение полосы синхронизма, но при этом увеличится время вхождения в синхронизм. Так, увеличение значения относительной величины питающего тока от 10% до 30% приводит к увеличению полосы синхронизма в 3 раза, а среднего времени вхождения в синхронизм - в 2 раза.

5. Определено, что ключевым параметром, определяющим ширину полос синхронизма и захвата, а также область отстроек от несущей частоты, при которых удастся получить выигрыш в уровне фазовых шумов для системы синхронизации ВГВ, является амплитуда внешнего гармонического сигнала, а для системы ФАПЧ – коэффициент усиления сигнала ошибки в цепи обратной связи.

Теоретическая значимость работы заключается в том, что разработанная теория синхронизированных неизохронных автогенераторов позволяет описывать динамические и шумовые свойства широкого класса устройств, независимо от их физической природы.

Практическая значимость работы состоит в том, что разработанные прикладные методы анализа процессов и шумовых характеристик в синхронизированных неизохронных автогенераторах позволяют создать стабильные миниатюрные перестраиваемые автогенераторы. Новые технические решения отражены в заявке на изобретение № 2018118058 от 16.05.2018. Копия заявки представлена в приложении Д.

Результаты диссертационной работы вошли в отчеты по научно–исследовательским работам по грантам РФФИ “Нанoeлектронные системы передачи, приема и обработки информации на основе устройств спинтроники и метаматериалов” №13–08–01278–13 и ФГБУ «Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно–технической сфере» (Фонд содействия инновациям) №5998ГУ2/2015 от 11.06.2015 г. «Разработка универсального многофункционального синтезатора СВЧ на основе спиновых наногенераторов», а также используются в учебном процессе на радиотехническом факультете НИУ «МЭИ» в учебном курсе «Устройства формирования и генерирования сигналов» и при выполнении выпускных работ бакалавров, магистров и специалистов. Также результаты диссертационной работы внедрены в компании ООО «Радиокомп», что подтверждается соответствующим актом.

Методология и методы исследования. В данной работе используются методы теории нелинейных колебаний, методы теории статистической

радиотехники, численное моделирование на ПЭВМ, численное моделирование в САПР, экспериментальные исследования.

Положения, выносимые на защиту:

1. В качестве математических моделей синхронизированных неизохронных автогенераторов может быть использована модель Славина-Тиберкевича для СТНО с источниками белого гауссовского шума, дополненная синхронизирующим низкочастотным источником тока для синхронизации цепью ФАПЧ, комплексной амплитудой спиновой волны для ВГВ и модель двух связанных уравнений Славина-Тиберкевича для взаимной синхронизации двух неизохронных автогенераторов.

2. Использование метода фазовой плоскости, дополненной координатой «амплитуда», позволяет аналитически определить и рассчитать такие динамические характеристики неизохронных автогенераторов в составе систем синхронизации цепью ФАПЧ и ВГВ, как полоса синхронизма, типы бифуркаций и виды особых точек в зависимости от параметров автогенераторов и систем синхронизации. Численное имитационное моделирование позволяет количественно определить такие характеристики систем, как полоса захвата и время вхождения в синхронизм.

3. Использование перехода к линеаризованным уравнениям для малых отклонений относительно стационарных значений амплитуды и фазы и использование спектрального метода позволяют определить частотные коэффициенты передачи для источника теплового шума внутри автогенератора и определить фазовые и амплитудные шумы синхронизированных неизохронных автогенераторов. Определенные таким образом фазовые шумы автономного СТНО на основе предложенной модели превышают шумы синхронизированного СТНО. Например, выигрыш в уровне фазовых шумов для синхронизированного цепью ФАПЧ СТНО на отстройке 10 МГц составляет 21 дБ.

4. Для уменьшения уровня фазовых шумов синхронизированных автогенераторов необходимо увеличивать коэффициент усиления сигнала ошибки в цепи обратной связи при синхронизации системой ФАПЧ, увеличивать

амплитуду внешнего воздействия при синхронизации ВГВ и увеличивать коэффициент связи в системе взаимной синхронизации двух неизохронных автогенераторов. Ограничениями увеличения значений параметров являются конструктивные и технологические возможности реализации систем синхронизации. Например, для взаимной синхронизации двух идентичных СТНО увеличение коэффициента связи в 10 раз приводит к уменьшению уровня фазовых шумов на отстройке 1 МГц на 17,7 дБ.

Соответствие паспорту специальности. Работа соответствует следующим областям исследования специальности 05.12.04 - Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения:

- исследование новых процессов и явлений в радиотехнике, позволяющих повысить эффективность радиотехнических устройств;
- разработка устройств генерирования, усиления, преобразования радиосигналов в радиосредствах различного назначения. Создание методик их расчета и основ проектирования.

Степень достоверности и апробация результатов. Достоверность результатов проведённых исследований обеспечивается использованием классических и современных методов теоретической физики и теории нелинейных колебаний, методами численного моделирования и экспериментально.

Основные результаты диссертационной работы обсуждались и получили одобрение на следующих научных конференциях: Международная конференция по встраиваемым вычислениям «Mediterranean Conference on Embedded Computing» «МЕСО – 2012» (Черногория, 2012 г.); Всероссийская межвузовская научно–техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика–2013» (Москва, 2013 г.); 10–я международная школа–конференция «Хаотические автоколебания и образование структур» «ХАОС–2013» (Саратов, 2013 г.); Международный научно–технический семинар «СИНХРОИНФО» (Ярославль, Воронеж, Самара, Санкт–Петербург, Казань, Минск с 2013 г. по 2018 г.); IX Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наноэлектроника,

нанопотоника и нелинейная физика в честь 60–летия ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН» (Саратов, 2014 г.); 25–я международная конференция «СВЧ–техника и телекоммуникационные технологии» «Крымико-2015» (Севастополь, 2015 г.); Всероссийская научная школа–семинар «Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро– и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами» (Саратов, 2015 г.); Международный симпозиум International symposium «Spin Waves 2015» (Санкт-Петербург, 2015 г.); Научные школы «Нелинейные волны – 2016» и «Нелинейные волны–2018» (Нижний Новгород, 2016 г. и 2018 г.); Международная научно–техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (Москва, с 2012 по 2018 г.).

Личный вклад. Основные научные результаты, положения, выводы и рекомендации по теме диссертации получены автором лично и опубликованы в соавторстве с научным руководителем д.т.н., проф. Н.Н. Удаловым, консультантами к.т.н., доц. А.Р. Сафиным и к.т.н., проф. М.В. Капрановым. Во всех совместных работах соискатель занимался разработкой новых математических моделей, проведением математических выводов и расчетов, численным моделированием, моделированием в пакетах прикладных программ, экспериментальными исследованиями, проверкой и оценкой полученных результатов.

Публикации. По теме диссертации опубликованы 30 печатных работ, из них 7 научных статей (5 в изданиях, рекомендованных ВАК, из них 3 в изданиях, индексируемых в базах Scopus и Web of Science), 18 тезисов докладов и 5 текстов докладов в сборниках материалов международных конференций.

Объем и структура работы. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы из 110 наименований и шести приложений. Общий объем диссертации составляет 175 страниц, включая 66 иллюстраций.

1 Обзор литературы. Постановка задач

1.1 Введение

В данной главе проведен обзор литературы, в соответствии со следующими задачами:

- обоснование универсальной математической модели для различных типов неизохронных автогенераторов;
- рассмотрение основных механизмов синхронизации СТНО;
- постановка цели и задач исследования.

1.2 Перестраиваемые автогенераторы с варикапами

Управление частотой автогенераторов с помощью варикапов является одним из наиболее распространенных способов [26, 63]. Варикап – нелинейная емкость, зависящая от приложенного к ней напряжения. Для её описания используется вольт–фарадная характеристика (ВФХ) [23]:

$$C(E) = C_0 \left(\frac{\varphi_k + E}{\varphi_k + E_0} \right)^{-\gamma}, \quad (1.1)$$

где E – напряжение смещения, причем $E > 0$, если оно закрывает p – n переход φ_k – контактная разность потенциалом ($\varphi_k \approx 0,7$ В для кремниевых варикапов), C_0 – емкость при $E = E_0$ (часто $E_0 = 0$), γ – показатель, зависящий от закона распределения концентрации примесей в p – n переходе.

Вольт–фарадной характеристике соответствует вольт–кулоновская характеристика (ВКХ):

$$q(E) = \int_0^E C(E) dE = \frac{C(0)\varphi_k}{1-\gamma} \left[\left(1 + \frac{E}{\varphi_k}\right)^{1-\gamma} - 1 \right]. \quad (1.2)$$

Напряжение на варикапе представляет собой сумму постоянного напряжения E_{yup} и переменной составляющей с частотой ω и амплитудой U :

$$E = E_{yup} + U \cos \omega t. \quad (1.3)$$

Первая гармоника переменной составляющей заряда варикапа при таком воздействии, с учетом обозначения $\tau = \omega t$ имеет вид:

$$Q_1(E_{yup}, U) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [q_e(E_{yup} + U \cos \tau)] \cos \tau d\tau. \quad (1.4)$$

Или

$$Q_1(E_{yup}, U) = \frac{C(0)\varphi_k}{1-\gamma} \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[1 + \frac{E_{yup}}{\varphi_k} + \frac{U}{\varphi_k} \cos \tau \right]^{1-\gamma} \cos \tau d\tau. \quad (1.5)$$

Усредненная по первой гармонике емкость варикапа определяется выражением:

$$C(E_{yup}, U) = \frac{Q_1(E_{yup}, U)}{U}. \quad (1.6)$$

На рисунке 1.1 показана зависимость усредненной по первой гармонике емкости варикапа $C(E_{yup}, U)$ от напряжения E_{yup} и частота колебаний параллельного колебательного контура при трех значениях амплитуды колебаний U .

Для объяснения механизма изменения частоты колебаний при изменении амплитуды переменного воздействия рассмотрим рисунок 1.2.

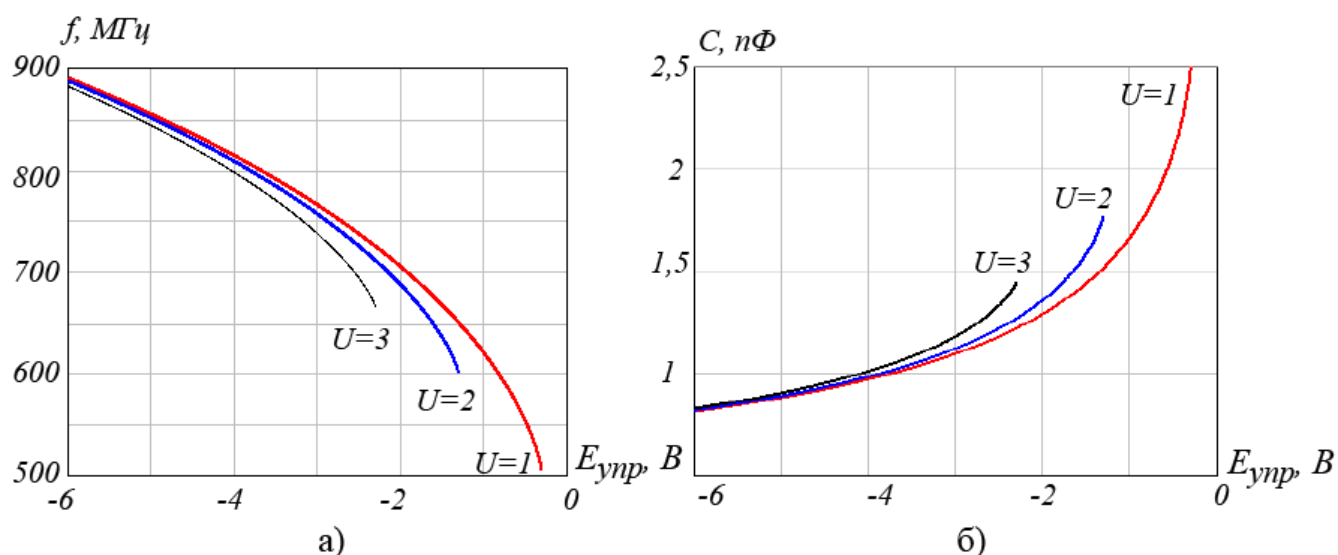


Рисунок 1.1 – Зависимость частоты колебаний параллельного колебательного контура при $L=1$ нГн (а) и усредненной по первой гармонике емкости варикапа $C(E_{урп}, U)$ (б) от напряжения $E_{урп}$ при трех значениях амплитуды колебаний $U=1$ В, $U=2$ В, $U=3$ В и параметрах варикапа $C_0=2,5$ нФ, $E=0,1$ В, $\gamma=0,5$ и $\varphi=0,7$.

Рассмотрим два сигнала, подаваемых на варикап, отличающихся амплитудой переменной составляющей. Используя графические построения можно получить зависимость емкости варикапа от времени. Очевидно, что среднее значение емкости за период зависит от амплитуды колебаний напряжения на нем. Для линейной характеристики варикапа (что допустимо, например, при малых амплитудах сигнала) среднее значение емкости за период не зависит от амплитуды колебаний. Из этого следует, что неизохронность колебательной системы, содержащей варикап, проявляется из-за нелинейности ВФХ.

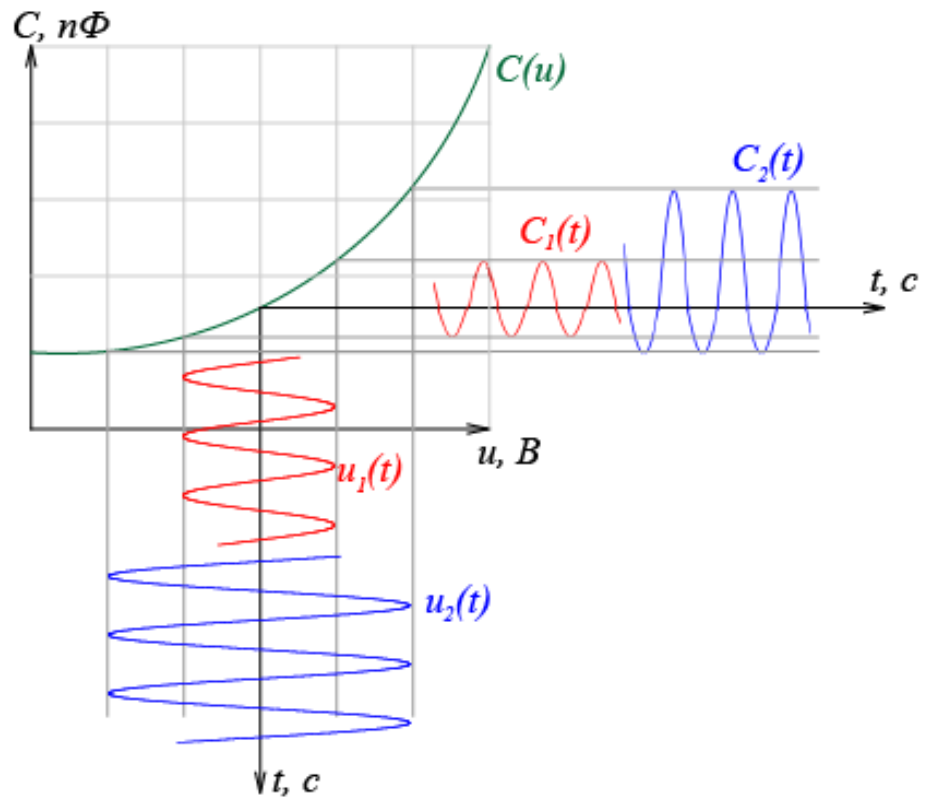


Рисунок 1.2 – Механизм возникновения неизохронности

Исследуем свойства неизохронных колебательных систем. Для этого получим дифференциальное уравнение, описывающее процессы в колебательной системе, показанной на рисунке 1.3,а.

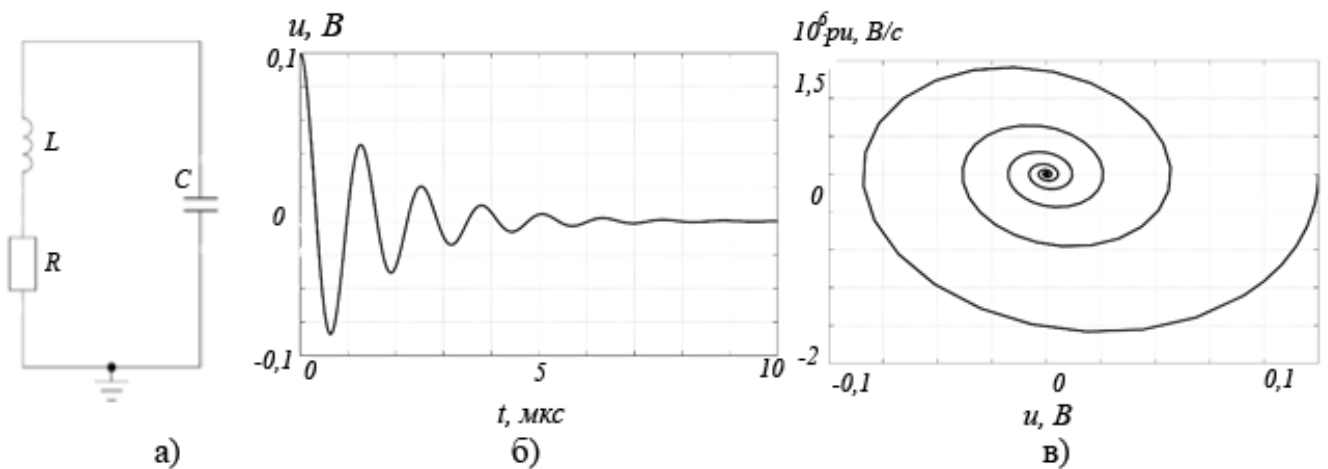


Рисунок 1.3 – Параллельный колебательный контур (а), переходной процесс затухающих колебаний (б) и фазовый портрет системы (в)

Согласно закону Ома:

$$G_{\Sigma}(p) \cdot u = i_0, \quad (1.7)$$

где суммарная проводимость контура $G_{\Sigma}(p)$:

$$G_{\Sigma}(p) = pC + G + 1/pL, \quad (1.8)$$

где $p = d/dt$ – оператор дифференцирования.

Подставляя (1.8) в (1.7) получим:

$$(pC + G + 1/pL) \cdot u = i_0.$$

Воздействуя оператором pL и раскрывая скобки, получим:

$$LCp^2u + LGpu + u = Lpi_0.$$

Пусть $i_0 = I_0 = const$. Умножая на LC^{-1} , вводя замены $\omega_0^2 = LC^{-1}$ и $\delta = \frac{G}{\omega_0 C}$

и разделив на ω_0^2 получим:

$$\frac{p^2}{\omega_0^2} u + \delta \frac{p}{\omega_0} u + u = 0. \quad (1.9)$$

Переходной процесс затухания колебаний при ненулевых начальных условиях показан на рисунке 1.3,б. На рисунке 1.3,в показана характерная фазовая траектория для гармонического резонатора с затуханием. Характерные свойства вынужденных колебаний в линейной системе:

- частота колебаний совпадает с частотой вынуждающей силы;
- при воздействии на систему нескольких сигналов отклик системы равен сумме откликов на каждый из сигналов (принцип суперпозиции).

Получим дифференциальное уравнение, описывающее процессы в колебательной системе, показанной на рисунке 1.4,а.

В дифференциальное уравнение, описывающее колебания в системе с неизохронностью добавляется нелинейный сдвиг частоты, описываемый нелинейной ВКХ варикапа:

$$\frac{p^2}{\omega_0^2}u + \delta \frac{p}{\omega_0}u + u + \delta R \cdot \frac{p}{\omega_0}[q_g(u)] = 0, \quad (1.10)$$

где $q_g(u)$ - заряд на варикапе. Уравнение 1.10 является нелинейным относительно переменной u .

Соответствующий (1.10) переходной процесс и фазовый портрет системы показаны на рисунке 1.4б и рисунке 1.4в.

Согласно рисунку 1.4б частота затухающих колебаний уменьшается при уменьшении амплитуды колебаний. Такой картине соответствует «сплюснутый» фазовый портрет колебательной системы, показанный на рисунке 1.4в, в отличие от фазового портрета линейной изохронной системы, показанного на рисунке 1.3,в.

Рассмотрим схему неизохронного автогенератора с варикапом по схеме емкостной трехточки, показанную на рисунке 1.5. Его символическое уравнение имеет следующий вид:

$$u - z(p)[i(u) + i_g(u_g, pu_g)] = 0, \quad (1.11)$$

где $i(u)$ – ток активного элемента, u – управляющее напряжение, $z(p)$ – управляющее сопротивление, $i_g(u_g, pu_g)$ – ток через варикап, зависящий от напряжения на нём и её первой производной.

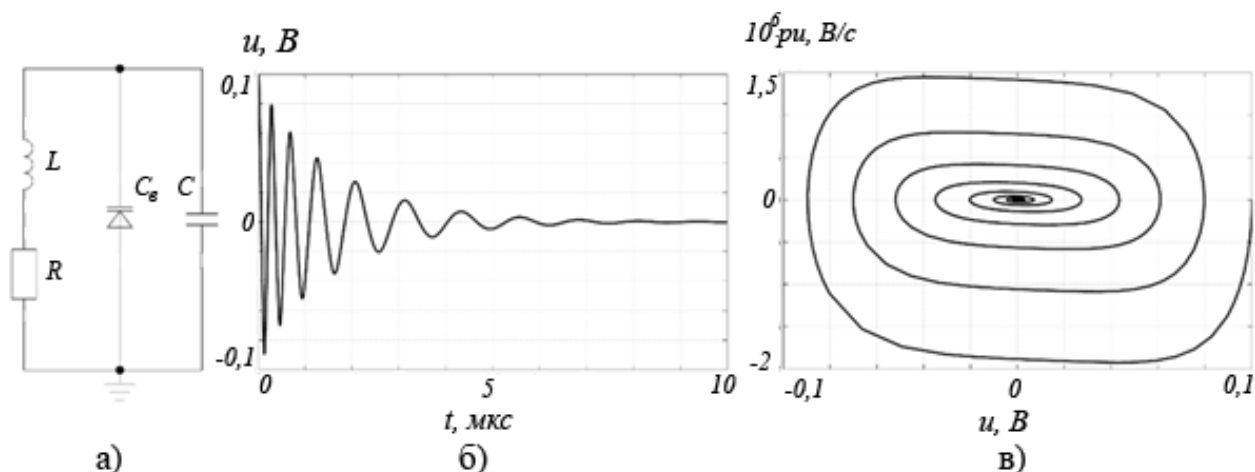


Рисунок 1.4 – Параллельный колебательный контур с варикапом (а), переходной процесс затухающих колебаний (б) и фазовый портрет системы (в)

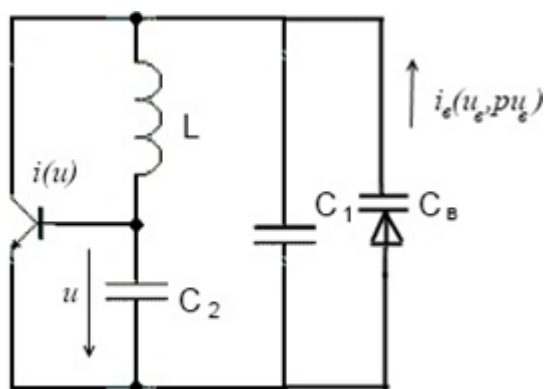


Рисунок 1.5 – Схема автогенератора с варикапом

Напряжение на варикапе и управляющее напряжение связаны следующим образом:

$$(LC_2 p^2 + rC_2 p + 1)u = u_e, \quad (1.12)$$

где r – омические потери в колебательном контуре.

Управляющее сопротивление $z(p)$ для емкостной трехточки имеет следующий вид:

$$z(p) = -\frac{1}{p(C_1 + C_2)(p^2 LC + prC + 1)}, \quad (1.13)$$

где $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$.

Используя обозначения $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, $\delta = r/\omega_0 L = r\omega_0 C$ и $R = \omega_0 L/\delta$ получим:

$$z(p) = -\frac{\delta R}{\frac{p}{\omega_0} \left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \delta \frac{p}{\omega_0} + 1 \right)}, \quad (1.14)$$

$$\text{где } R = \frac{\frac{1}{\omega_0 C_1} \frac{1}{\omega_0 C_2}}{\delta \frac{1}{\omega_0 C}} = \frac{QC}{\omega_0 C_1 C_2}.$$

Представим ток через активный элемент и заряд на варикапе в виде рядов Фурье:

$$i(u) = I_0(U) + \sum_{k=1}^{\infty} \text{Re}[I_k(U) \exp(jk\omega_0 t)], \quad (1.15)$$

$$q(u) = Q_0(U) + \sum_{k=1}^{\infty} \text{Re}[Q_k(U) \exp(jk\omega_0 t)]. \quad (1.16)$$

Тогда ток через варикап имеет вид:

$$i_s(u) = pq(u) = \sum_{k=1}^{\infty} \text{Re}[jk\omega_0 Q_k(U) \exp(jk\omega_0 t)]. \quad (1.17)$$

Суммарная комплексная амплитуда первой гармоники с учетом тока через варикап будет иметь следующий вид:

$$I_1(U) = I_1(U) + j\omega_0 Q_1(U), \quad (1.18)$$

Тогда уравнение для комплексной амплитуды будет иметь следующий вид:

$$U = -Z_y[I_1(U) + j\omega_0 Q_1(U)], \quad (1.19)$$

где управляющее сопротивление:

$$Z_y = R / (Tp + 1). \quad (1.20)$$

Тогда укороченные уравнения будут иметь следующий вид:

$$(Tp + 1)U = -RI_1(U), \quad (1.21)$$

$$UTp\varphi = -R\omega_0 Q_1(U). \quad (1.22)$$

Из (1.22) следует, что в генераторе с нелинейной емкостью производная от медленно–меняющейся фазы не равна нулю, а определяется амплитудой первой гармоники тока через нелинейную емкость, которая зависит от амплитуды колебаний.

Дополним схему, показанную на рисунке 1.5 источником белого гауссовского шума.

Для определения уровня фазовых шумов представим шумовой ток как:

$$i_{ш} = J_{\parallel}(t)\cos(\omega_s t + \varphi_s) - J_{\perp}(t)\sin(\omega_s t + \varphi_s). \quad (1.23)$$

Введем комплексные амплитуды:

$$\mathbf{I}_{ш} = (J_{\parallel} + jJ_{\perp})\exp j\varphi_s. \quad (1.24)$$

Тогда можно переписать:

$$i_{ш} = \operatorname{Re}\mathbf{I}_{ш} \exp j\omega_s t. \quad (1.25)$$

Напряжение u с учетом влияния шума будем искать в виде:

$$u = (U + U_{ш}(t))\cos(\omega_s t + \varphi + \psi(t)) = \operatorname{Re}[\mathbf{U}]\exp(j\omega_s t). \quad (1.26)$$

$$\mathbf{U} = U^0(1 + m_u)\exp(j\varphi_0 + j\psi_u) = \mathbf{U}^0(1 + m_u)\exp(j\psi_u) \approx \mathbf{U}^0(1 + m_u + j\psi_u). \quad (1.27)$$

Переход от символического уравнения (1.11) к укороченным (1.21, 1.22) также можно осуществить используя теорему смещения, заменив оператор p на $p + j\omega_0$, пренебрегая в числителе членами второго порядка малости $(p + j\omega_0)^2$, а в знаменателе учитывая только члены нулевого порядка:

$$\begin{aligned} y(p) \approx y(p + j\omega_0) &= \frac{(p + j\omega_0)^2 + \delta\omega_0(p + j\omega_0) + \omega_0^2}{a_1 a_2 \omega_0^2 / [(p + j\omega_0)C]} = \\ &= \frac{2j\omega_0 p + j\delta\omega_0^2 + p^2 + \delta\omega_0 p}{a_1 a_2 \omega_0^2 / [(p + j\omega_0)C]} \approx \frac{Tp + 1}{R}. \end{aligned} \quad (1.28)$$

Тогда с учетом влияния шума можно получить следующие укороченные уравнения:

$$(Tp + 1)U = -R(I_1(U) + \text{Re}[\mathbf{I}_m]) , \quad (1.29)$$

$$UTp\varphi = -R(\omega_0 Q_1(U) + \text{Im}[\mathbf{I}_m]) . \quad (1.30)$$

Стационарному решению системы (1.29–1.30) соответствует равенство нулю производных от амплитуды и фазы:

$$U^0 = -RI_1(U^0). \quad (1.31)$$

Считая, что шумовые отклонения является достаточно малы относительно значений стационарного режима, можно линеаризовать систему (1.29–1.30) относительно стационарного режима. Тогда уравнения для малых отклонений будут иметь вид:

$$\begin{aligned} \frac{d\delta u}{dt} &= \Gamma \delta u + E \delta \varphi + f_u, \\ \frac{d\delta \varphi}{dt} &= B \delta u + M \delta \varphi + f_\varphi. \end{aligned} \quad (1.32)$$

Используя спектральный метод можно получить спектральные плотности для флуктуаций амплитуды и фазы для заданных параметров и режима автогенератора. Далее сравним систему укороченных уравнений 1.21-1.22 для транзисторного автогенератора с варикапом с укороченными уравнениями для других типов неизохронных автогенераторов. Также сравним систему стохастических уравнений для малых отклонений амплитуды и фазы от стационарного режима с соответствующими уравнениями для других типов неизохронных автогенераторов.

1.3 Автогенераторы на спин–волновых линиях задержки

Другим видом неизохронных автогенераторов СВЧ колебаний являются автогенераторы на спин–волновых линиях задержки. Устройства на спиновых волнах (СВ) активно исследуются во всем мире на протяжении последних десятилетий, благодаря развитию технологий выращивания эпитаксиальных пленок монокристалла железо–иттриевого граната (ЖИГ). Особенности таких устройств являются работа в диапазоне волн СВЧ при небольшом значении постоянной напряженности внешнего магнитного поля, возможность менять резонансные свойства системы внешним магнитным полем и низкие потери, позволяющие конкурировать с другими пассивными резонансными структурами в диапазоне СВЧ.

На рисунке 1.6 показана обобщенная схема автогенератора (АГ) с линией задержки (ЛЗ) в цепи обратной связи и активным элементом (АЭ) в виде четырехполюсников [51].

Получим укороченные уравнения для такого вида автогенераторов и сравним с укороченными уравнениями для транзисторного автогенератора с варикапом.

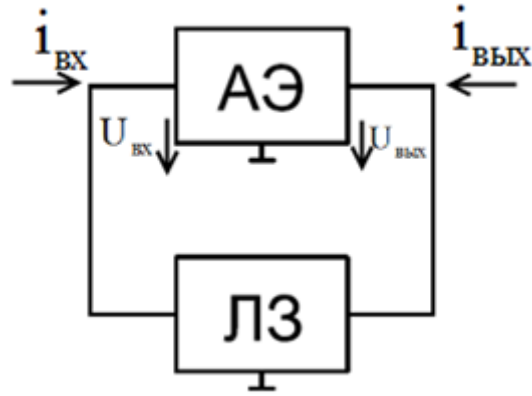


Рисунок 1.6 – Обобщенная схема АГ на линии задержки

Запишем связь напряжений и токов АГ с параметрами АЭ ЛЗ в виде матрицы y -параметров. Обозначения для входных токов и напряжений для АЭ введены согласно рисунку 1.6:

$$\begin{cases} i_{\text{вх}} = y_{11}^a U_{\text{вх}} + y_{12}^a U_{\text{вых}} \\ i_{\text{вых}} = y_{21}^a U_{\text{вх}} + y_{22}^a U_{\text{вых}} \end{cases}, \quad (1.33)$$

$$\begin{cases} -i_{\text{вых}} = y_{11}^n U_{\text{вх}} + y_{12}^n U_{\text{вых}} \\ -i_{\text{вх}} = y_{12}^n U_{\text{вх}} + y_{22}^n U_{\text{вых}} \end{cases}. \quad (1.34)$$

Верхний индекс «а» относится к четырехполюснику, записанному для АЭ, а индекс «п» – для пассивной части генератора. При этом пассивная часть АЭ включена в пассивную часть автогенератора.

В качестве модели для описания ЛЗ на пленке ЖИГ используем модель длинной линии, согласно рисунку 1.7 [13, 14].

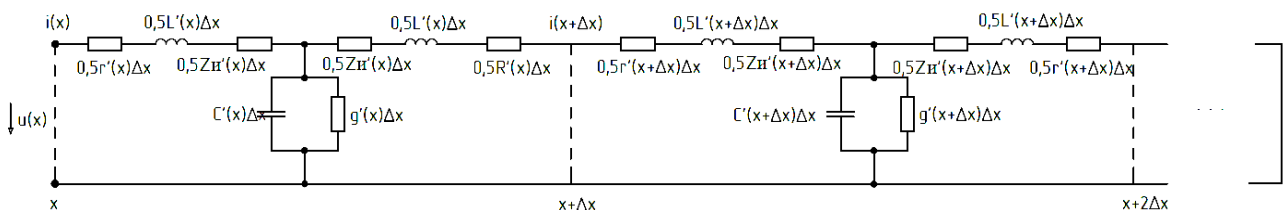


Рисунок 1.7 – Представление ЛЗ в виде длинной линии

На рисунке 1.7 введены обозначения: $[r'] = Ом / м$ – погонное сопротивление, $[L'] = Гн / м$ – погонная индуктивность, $[C'] = Ф / м$ – погонная емкость, $[g'] = См / м$ – погонная проводимость, $Z_u' = R_u + jX_u$ – погонное сопротивление излучения. Погонные компоненты не зависят от координаты x , то есть линия является однородной.

Решая уравнение Гельмгольца для длинной линии, показанной на рисунке 1.7, получим:

$$\begin{cases} u(x,t) = [e^{K(p)x} u_1(t) + e^{-K(p)x} u_2(t)]; \\ i(x,t) = -y_g(p) [e^{K(p)x} u_1(t) - e^{-K(p)x} u_2(t)], \end{cases} \quad (1.35)$$

где $K(p) = \sqrt{(pL' + r' + Z_u')(pC' + g')}$ – коэффициент распространения (далее

$K(p) = K$), $p = \frac{d}{dt}$, u_1 – амплитуда прямой волны, u_2 – амплитуда обратной волны,

$y_g(p)$ – волновая проводимость линии:

$$y_g(p) = z_g^{-1}(p) = \frac{K(p)}{pL' + r' + Z_u'} = \frac{\sqrt{(pL' + r' + Z_u')(pC' + g')}}{pL' + r' + Z_u'} = \sqrt{\frac{pC' + g'}{pL' + r' + Z_u'}} \quad (1.36)$$

Используя граничные условия получим матрицу y -параметров:

$$\begin{cases} i_{\text{вх}} = y_{11} u_{\text{вх}} + y_{12} u_{\text{вых}}; \\ i_{\text{вых}} = y_{12} u_{\text{вх}} + y_{11} u_{\text{вых}}, \end{cases} \quad (1.37)$$

где:

$$y_{11}(p) = \frac{-y_g [1 + e^{2Kl}] u_1}{[1 - e^{2Kl}] u_1} = \frac{-y_g e^{Kl} [e^{Kl} + e^{-Kl}]}{e^{Kl} [e^{-Kl} - e^{Kl}]} = \frac{y_g}{th[Kl]}; \quad (1.38)$$

$$y_{12}(p) = \frac{-y_6[e^{Kl} + e^{-Kl} \cdot e^{2Kl}]u_1}{[1 - e^{2Kl}]u_1} = \frac{-y_6[2e^{Kl}]}{1 - e^{2Kl}} = \frac{y_6}{sh[Kl]}. \quad (1.39)$$

Уравнение АГ запишем в виде:

$$u = Z_y(p)i(u). \quad (1.40)$$

Управляющее сопротивление $Z_y(p)$ будет равно:

$$Z_y(p) = \frac{-y_{12}}{y_{12}^2 - y_{11}^2} = \frac{\frac{-y_6}{sh[Kl]}}{\frac{y_6^2}{th^2[Kl]} - \frac{y_6^2}{sh^2[Kl]}} = \frac{\frac{z_6}{sh[Kl]}}{\frac{ch^2[Kl]}{sh^2[Kl]} - \left(\frac{1}{sh[Kl]}\right)^2} = \frac{-z_6(p)}{sh[Kl]}. \quad (1.41)$$

Пусть характеристика активного элемента имеет следующий вид:

$$i(u) = S_0u + \delta i_z(u), \quad (1.42)$$

где S_0 – крутизна АЭ.

Подставим (1.42) и (1.41) в (1.40):

$$-\left[y_6(p)sh[K(p)l] + S_0\right]u = \delta i_z(u). \quad (1.43)$$

Из (1.43) из условия баланса фаз [23] определяется собственная частота колебаний АГ ω_0 .

С учетом (1.42) введем управляющее сопротивление Z_y' в окрестности частоты ω_0 :

$$u = \delta Z_y' \cdot i_z(u), \quad (1.44)$$

$$Z_y' = \frac{-1}{y_\varepsilon sh(Kl) + S_0}. \quad (1.45)$$

Используя метод Евтянова [23], получим:

$$Z_y'(j\omega_0 + j\Delta\omega) = \frac{-1}{y_\varepsilon(j\omega_0 + \Delta\omega)sh[K(j\omega_0 + \Delta\omega)l] + S_0} = \frac{-[Z_\delta + jZ_m]}{j\Delta\omega}, \quad (1.46)$$

где Z_δ и Z_m – действительная и мнимая части управляющего сопротивления Z_y' в окрестности частоты ω_0 :

$$Z_\delta = \operatorname{Re} \left\{ y_\varepsilon \frac{\partial sh}{\partial \omega} + sh \frac{\partial y_\varepsilon}{\partial \omega} \right\}^{-1}; \quad (1.47)$$

$$Z_m = \operatorname{Im} \left\{ y_\varepsilon \frac{\partial sh}{\partial \omega} + sh \frac{\partial y_\varepsilon}{\partial \omega} \right\}^{-1}. \quad (1.48)$$

Перейдем к укороченным уравнениям относительно медленно меняющихся амплитуды U и фазы φ :

$$u = \operatorname{Re} \left\{ \dot{U} e^{j\omega_0 t} \right\}, \quad (1.49)$$

где $\dot{U} = U e^{j\varphi}$ – комплексная амплитуда.

Считая $\Delta\omega / \delta = p$ [23] получаем:

$$\frac{d\dot{U}}{dt} + Z_\delta I_z(\dot{U}) + jZ_m I_z(\dot{U}) = 0. \quad (1.50)$$

Мнимая часть уравнения 1.50 совпадает с уравнением 1.22 при замене обозначений постоянной времени T и управляющего сопротивления Z_y .

Полученные уравнения позволяют провести расчет стационарного режима колебаний АГ, определить основные характеристики генератора на ЛЗ на спиновых волнах, оценить его энергетические и шумовые свойства. Используя зависимость характеристик ЛЗ от напряженности внешнего магнитного поля можно рассчитать диапазон перестройки генератора по частоте.

1.4 Физические процессы в СТНО, приводящие к генерации СВЧ колебаний

Для описания принципа генерации СВЧ колебаний СТНО обычно рассматриваются трехслойные структуры типа «спиновый клапан» (от англ. spin valve), состоящие из двух ферромагнитных и одного промежуточного немагнитного слоя, как показано на рисунке 1.8 [114, 116]. Эти слои получили название «поляризатора», «спейсера» и «сенсора», соответственно.

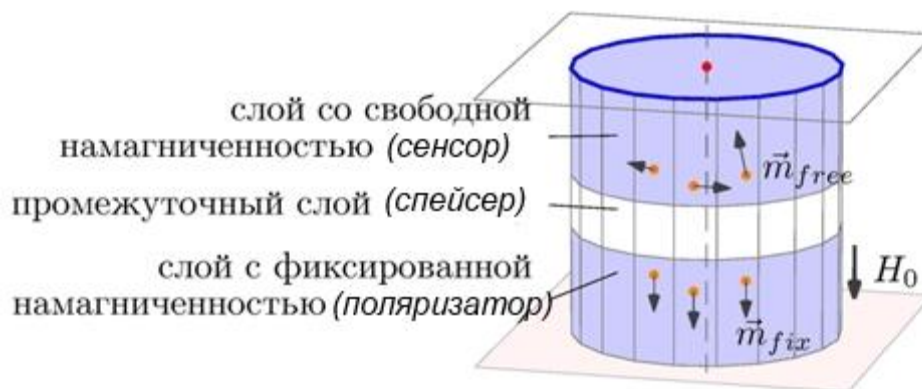


Рисунок 1.8 – Структура спинового клапана

При пропускании постоянного тока высокой плотности ($10^6 - 10^8 \text{ A/cm}^2$) в поляризаторе электроны поляризуются по спину – электронов со спином с одним из двух возможных направлений становится больше, чем с другим. Степень спиновой поляризации является одной из важнейших характеристик поляризатора. Она определяется следующим выражением:

$$P = \frac{n_{\downarrow} - n_{\uparrow}}{n_{\downarrow} + n_{\uparrow}}, \quad (1.51)$$

где n_{\downarrow} и n_{\uparrow} – количество электронов со спином «вниз» и «вверх», соответственно. Причиной спиновой поляризации является влияние обменного взаимодействия, которое уменьшает энергию системы при параллельном расположении электронов. Степень поляризации для железа, кобальта и никеля равны, соответственно 0.4, 0.23 и 0.36.

Назначением спейсера является блокирование непосредственного обменного взаимодействия между ферромагнитными слоями. Спейсер может быть выполнен из металлического или диэлектрического материала. В первом случае поляризованные электроны «баллистически» проходят этот участок, сохраняя свое направление спина. Во втором случае электроны инжектируются в сенсор, туннелируя через потенциальный барьер.

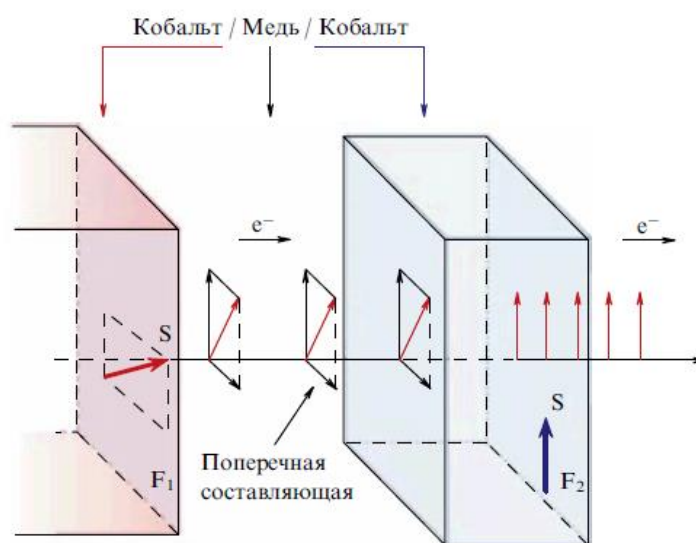


Рисунок 1.9 – Поляризация электронов по спину

На рисунке. 1.9 показана схема спиновой поляризации электронов. Спин-поляризованный ток формируется в поляризаторе с поляризацией, ориентированной под углом по отношению к оси намагниченности сенсора. Когда электроны инжектируются в сенсор, обменное взаимодействие выстраивает

направление спина вдоль оси намагниченности. Вследствие того, что обменное взаимодействие сохраняет спин, поперечная компонента поляризации спина переходит от потока электронов в полный спин сенсора. Эквивалентом этого эффекта является действие спинового крутильного момента (от англ. spin transfer torque) на сенсор.

Действие спинового крутильного момента на сенсор приводит к прецессии намагниченности сенсора вдоль направления собственной намагниченности, которая обычно задается внешним магнитным полем.

Принципиальным эффектом, отличающим спиновый клапан от известных генераторов СВЧ на резонаторах ЖИГ, в которых также происходит прецессия намагниченности, являются эффект гигантского магнетосопротивления (ГМС) для металлического спейсера и туннельного магнетосопротивления (ТМС) для диэлектрического спейсера. Суть эффектов заключается в зависимости сопротивления трехслойной структуры от соотношения направлений намагниченности поляризатора m_p и спейсера m_f .

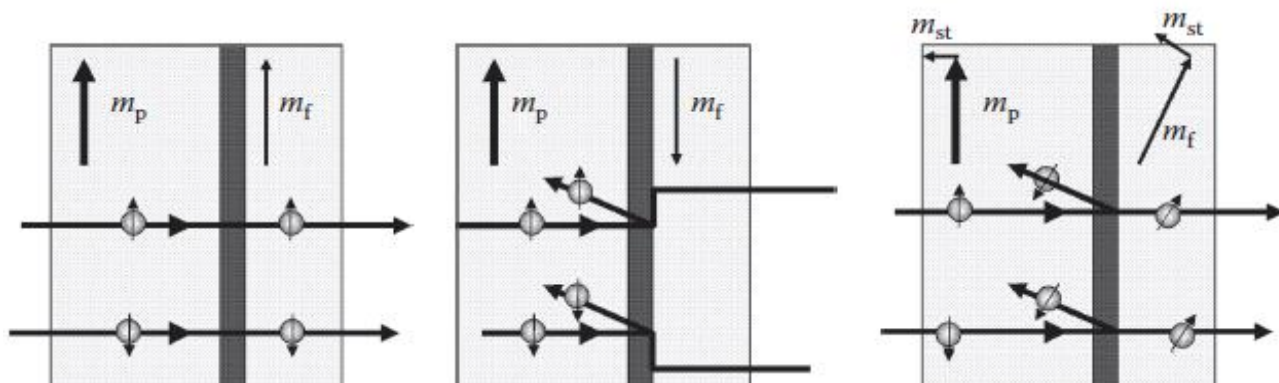


Рисунок 1.10 – Сопротивление устройства от соотношения направления намагниченности поляризатора и спейсера

Зависимость сопротивления устройства от угла между намагниченностями слоев схематично показано на рисунке 1.10. На левой части рисунка магнитные слои находятся в параллельном, с низким сопротивлением состоянии, что позволяет электронам легко проходить через промежуточный слой. Во втором случае магнитные слои находятся в антипараллельном состоянии с большим

сопротивлением. Существует также особое состояние, при котором электроны проводимости меняют направление намагниченности благодаря действующему на них моменту m_{st} .

Сопротивление устройства зависит от угла намагниченности θ_m следующим образом:

$$R = R_{AP} - \frac{\Delta R}{2} \cos \theta_m, \quad (1.52)$$

где R_{AP} – сопротивление в антипараллельном состоянии, $\Delta R = R_{AP} - R_p$ – разность сопротивлений в различных состояниях, R_p – сопротивление в параллельном состоянии. Коэффициент магнетосопротивления равен:

$$MR = \frac{\Delta R}{R_p}. \quad (1.53)$$

Для металлического спейсера $MR \approx 2\% - 20\%$, разность сопротивлений ΔR при этом имеет порядок от десятых долей до единиц Ом.

Магнетосопротивление является одной из важнейших характеристик СТНО, поскольку определяет мощность генерируемых колебаний. Для определения коэффициента MR рассмотрим модель ферромагнетика, который состоит из частично заполненной d -орбитали, обеспечивающей поляризацию, и подвижных s -электронов, которые обеспечивают протекание тока. Электроны d -оболочки локализованы, у них большая эффективная масса и низкая подвижность. На рисунках 1.11а показано, что на уровне Ферми валентных электронов с направлением «вниз» больше, чем с направлением «вверх». Примером такого материала является кобальт, для которого плотность электронных состояний приведена на рисунке 1.11б.

На рисунках 1.11в и 1.11г показаны проводимости электронов со спином вверх и вниз, соответственно. Основной вклад в проводимость вносят

гибридизированные sp -электроны с направлением спина «вверх». Это связано с тем, что при переходе из одного материала в другой спин электронов сохраняется. Таким образом, электроны со спином вверх должны рассеиваться в «верхние» (от англ. majority) состояния, а электроны со спином «вниз» – в «нижние» (от англ. minority). Так как на уровне Ферми в нижнем состоянии электронов больше, то большая часть электронов переходит именно в «нижнюю» область. Этот процесс рассеивания, называемый sd -рассеиванием, приводит к тому, что проводимость нижних s - электронов значительно меньше, чем у электронов в верхнем состоянии. В этом заключается суть эффекта ГМС.

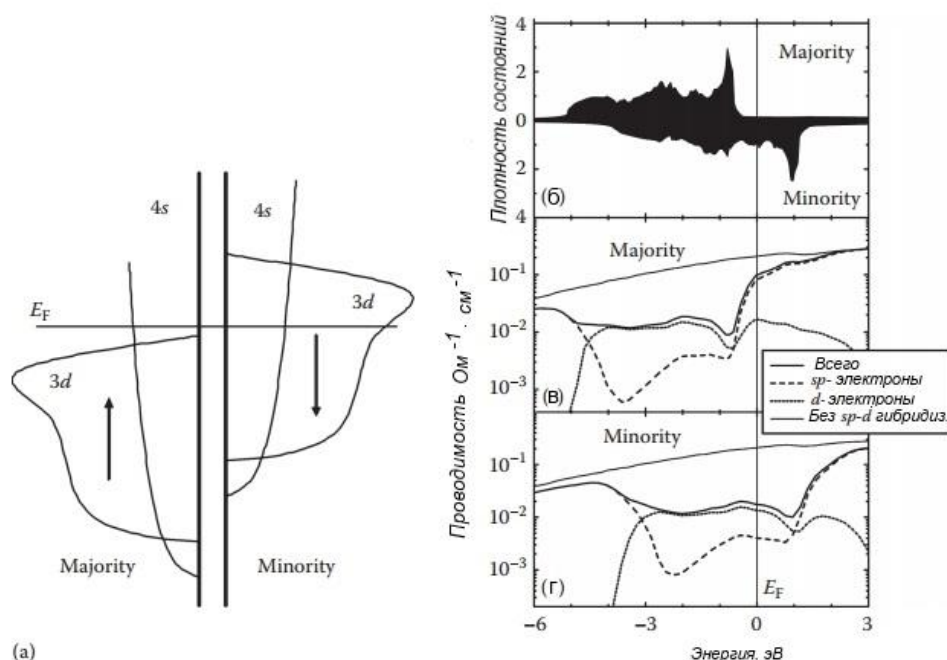


Рисунок 1.11 – а) Плотность состояний электронов в ферромагнитном металле б) Плотность электронных состояний в кобальте в) Проводимость электронов с основным направлением спина г) Проводимость электронов с неосновным направлением спина [114, 116]

В случае если спейсер является диэлектрическим, то перенос электронов определяется процессом туннелирования, то есть тем, как ведет себя волновая функция на границе слоев. Такие структуры получили название магнитных туннельных переходов (МТП). Для типичных ферромагнетиков с поляризацией 20% – 40% туннельное магнетосопротивление (ТМС) будет составлять

10% – 40% . Вклад в ТМС также вносит то, что электроны на уровне Ферми имеют разные волновые функции с различной симметрией и различной длиной свободного пробега. Определяющим фактором этого эффекта является технология производства МТП, которая должна обеспечивать резкий переход между слоями, с соблюдением кристаллической структуры. Кроме того, спейсер должен быть достаточно толстым, чтобы волновая функция одного канала (обычно нижнего) затухала в магнитной среде значительно сильнее, чем в другом канале. Наиболее удачный магнитный туннельный переход – это переход MgO с центрокубическим электродом $CoFeB$, у которого значение магнетосопротивления 200% – 500% при комнатной температуре.

Результатом действия эффектов магнитного сопротивления и эффекта переноса спинового крутильного момента являются генерация СВЧ колебаний, т.к. прецессия намагниченности приводит к колебаниям сопротивления всей структуры, и на выходе генерируются СВЧ колебания:

$$U(t) = I_0 \Delta R(t) + I_0 R_p, \quad (1.54)$$

где I_0 – постоянный ток, протекающий через устройство.

Таким образом характеристики СТНО определяются возможностями технологий производства нанoeлектронных устройств. В приложении А описана методика производства СТНО.

1.5 Модель неизохронного автогенератора

Существует несколько способов математического описания генерации СВЧ колебаний спин–трансферными наноосцилляторами. В первую очередь, это уравнение Ландау–Лифшица–Гильберта, дополненное спин–трансферным слагаемым Слончевски (ЛЛГС):

$$\frac{d\mathbf{M}}{dt} = -\gamma[\mathbf{H}_{\text{эфф}} \times \mathbf{M}] - \frac{\alpha\gamma}{M_0}[\mathbf{M} \times [\mathbf{H}_{\text{эфф}} \times \mathbf{M}]] + \frac{\sigma I}{M_0}[\mathbf{M} \times [\mathbf{M} \times \mathbf{e}_z]], \quad (1.55)$$

где \mathbf{M} – намагниченность свободного слоя, γ – гиромагнитное отношение, $\mathbf{H}_{\text{эфф}}$ – эффективное магнитное поле внутри свободного слоя, α – постоянная затухания, M_0 – намагниченность насыщения свободного слоя, I – ток, протекающий через СТНО, $\sigma = \frac{\varepsilon g \mu_B}{2eM_0LS}$ – спин-вращательный коэффициент, ε – коэффициент спиновой поляризации, g – фактор Ланде, μ_B – магнетон Бора, e – заряд электрона, L – толщина свободного слоя, S – площадь свободного слоя, \mathbf{e}_z – единичный вектор в направлении оси \mathbf{z} .

Первое слагаемое $\gamma[\mathbf{H}_{\text{эфф}} \times \mathbf{M}]$ описывает прецессию намагниченности \mathbf{M} под действием эффективного поля $\mathbf{H}_{\text{эфф}}$. Второе слагаемое определяет релаксацию момента в направлении, обратном магнитному полю, что ведет к уменьшению энергии системы. Двойное векторное произведение определяет направление намагниченности, перпендикулярное эффективному магнитному полю, сохраняя значение момента постоянным. Степень затухания определяется параметром α . Третье слагаемое, которое принято называть слагаемым Слончевски – Берже, учитывает перенос спинового момента от спин-поляризованного тока к намагниченности свободного слоя. Данное слагаемое показывает, что ток может компенсировать затухания, если $I > 0$, и гасить колебания, если $I < 0$. Когда значение тока становится больше критического, происходит увеличение орбиты прецессии в область более высокой энергии. Схематично, влияние этих трех механизмов показано на рисунке 1.12, соответственно зеленой, синей и оранжевой стрелками.

Другой подход основан на аппроксимации уравнения (1.55) уравнением нелинейного автогенератора с отрицательным сопротивлением. Это уравнение имеет следующий вид:

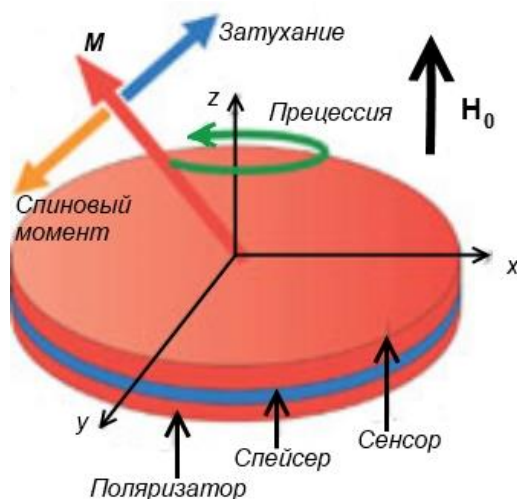


Рисунок 1.12 – Динамика намагниченности свободного слоя

$$\frac{d\dot{c}}{dt} + j\omega(|\dot{c}|^2)\dot{c} + \Gamma_+(|\dot{c}|^2)\dot{c} - \Gamma_-(|\dot{c}|^2)\dot{c} = 0, \quad (1.56)$$

где $\dot{c} = Ue^{i\varphi}$ – комплексная амплитуда с амплитудой U и фазой φ , ω – частота колебаний, Γ_+ – положительное затухание, Γ_- – отрицательное затухание. Нелинейность модели (1.56) связана с зависимостью параметров положительного и отрицательного затуханий от квадрата модуля комплексной амплитуды \dot{c} . Переход от уравнения (1.55) к уравнению (1.56) основан на методе медленно–меняющихся амплитуд и был приведен Славным и Тиберкевичем [123].

Рассмотрим этот переход с целью выявления ограничений, присущих методу медленно–меняющихся амплитуд. Для этого последовательно рассмотрим влияние каждого слагаемого в (1.55), и его взаимосвязь с соответствующим слагаемым в (1.56).

Рассмотрим следующее уравнение:

$$\left(\frac{d\mathbf{M}}{dt} \right)_{\text{cons}} = -\gamma [\mathbf{H}_{\text{эфф}} \times \mathbf{M}]. \quad (1.57)$$

Эффективное магнитное поле $\mathbf{H}_{\text{эфф}}$ в общем случае складывается из плотности земановской энергии, энергии размагничивающих полей, энергии

обменного взаимодействия, энергии кристаллографической анизотропии, энергий магнитоэластической деформации и магнитоупругого взаимодействия.

В простейшем случае $\mathbf{H}_{\text{эфф}} = (H_0 - NM_z)e_z$, где H_0 – внешнее магнитное поле, направленное вдоль оси z , e_z – единичный вектор, $N = 4\pi$ – размагничивающий фактор.

В этом случае:

$$\left[\mathbf{H}_{\text{эфф}} \times \mathbf{M} \right] = \begin{pmatrix} e_x & e_y & e_z \\ M_x & M_y & M_z \\ 0 & 0 & H_z \end{pmatrix} = e_x H_z M_y - e_y H_z M_x. \quad (1.58)$$

Распишем по компонентам:

$$\begin{cases} \frac{dM_x}{dt} = -\gamma M_y H_z \\ \frac{dM_y}{dt} = \gamma M_x H_z \\ \frac{dM_z}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1.59)$$

Система уравнений (1.59) описывает прецессию вектора намагниченности \mathbf{M} с частотой $\omega_0 = \gamma H_z$, как показано на рисунке 1.13.

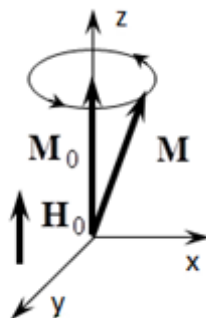


Рисунок 1.13 – Прецессия вектора намагниченности

Введем комплексную амплитуду $\dot{c} = \frac{M_x - iM_y}{\sqrt{2}M_0}$. Тогда с учетом:

$$\frac{d}{dt}(M_x - iM_y) = -\gamma H_z M_x - i\gamma H_z M_y = -\gamma H_z (M_x - iM_y), \quad (1.60)$$

$$M_z = M_0 \sqrt{1 - |\dot{c}|^2} \approx M_0 (1 - |\dot{c}|^2), \quad (1.61)$$

$$H_z = H_0 - 4\pi M_z = H_0 - 4\pi (M_0 (1 - |\dot{c}|^2)) = H_0 - 4\pi M_0 + 4\pi M_0 |\dot{c}|^2, \quad (1.62)$$

получим:

$$\omega(|\dot{c}|^2) = \omega_0 + N|\dot{c}|^2, \quad (1.63)$$

где $N = \omega_m = 4\pi\gamma M_0$.

Рассмотрим следующее уравнение:

$$\left(\frac{d\mathbf{M}}{dt}\right)_{damp} = \gamma \frac{\alpha}{M_0} [\mathbf{M} \times [\mathbf{H}_{\text{эфф}} \times \mathbf{M}]]. \quad (1.64)$$

Векторное произведение:

$$\begin{aligned} [\mathbf{M} \times [\mathbf{H}_{\text{эфф}} \times \mathbf{M}]] &= \begin{pmatrix} e_x & e_y & e_z \\ M_x & M_y & M_z \\ M_y H_z & -M_x H_z & H_z \end{pmatrix} = \\ &= e_x H_z M_x M_z + e_y H_z M_y M_z - e_z H_z (M_x^2 + M_y^2). \end{aligned} \quad (1.65)$$

Распишем по компонентам:

$$\begin{cases} \frac{dM_x}{dt} = -\frac{\alpha\gamma}{M_0} H_z M_x M_z; \\ \frac{dM_y}{dt} = \frac{\alpha\gamma}{M_0} H_z M_y M_z; \\ \frac{dM_z}{dt} = \frac{\alpha\gamma}{M_0} H_z (M_x^2 + M_y^2). \end{cases} \quad (1.66)$$

Учитывая, что:

$$\frac{d}{dt}(M_x - iM_y) = -\frac{\alpha\gamma}{M_0} H_z M_x M_z - i\frac{\alpha\gamma}{M_0} H_z M_y M_z = \frac{-\alpha\gamma H_z M_z}{M_0} (M_x - iM_y),$$

получим:

$$\left(\frac{d\dot{c}}{dt}\right)_{damp} = -\Gamma_+ (|\dot{c}|^2) \dot{c} = -\Gamma_G (1 + Q|\dot{c}|^2) \dot{c}, \quad (1.67)$$

где $\Gamma_G = \alpha\omega_0$, $Q = \frac{\omega_m}{\omega_0} - 1$.

Рассмотрим последнее слагаемое уравнения ЛЛГС:

$$\left(\frac{d\mathbf{M}}{dt}\right)_{spin} = \frac{\sigma_0 I}{M_0} [\mathbf{M} \times [\mathbf{M} \times \mathbf{e}_z]]. \quad (1.68)$$

Проведем аналогичные операции:

$$\begin{cases} \frac{dM_x}{dt} = \frac{\sigma I}{M_0} M_x M_z; \\ \frac{dM_y}{dt} = \frac{\sigma I}{M_0} M_y M_z; \\ \frac{dM_z}{dt} = -\frac{\sigma I}{M_0} (M_x^2 + M_y^2). \end{cases} \quad (1.69)$$

$$\frac{d}{dt}(M_x - iM_y) = \frac{\sigma I}{M_0} M_x M_z - i \frac{\sigma I}{M_0} M_y M_z = \frac{\sigma I}{M_0} M_z (M_x - iM_y). \quad (1.70)$$

Таким образом:

$$\left(\frac{d\dot{c}}{dt} \right)_{spin} = \Gamma_- (|\dot{c}|^2) \dot{c} = \sigma I (1 - |\dot{c}|^2) \dot{c}. \quad (1.71)$$

Уравнение Славина – Тиберкевича (1.56) имеет следующие ограничения:

- СТНО генерирует только одну моду колебаний.
- Автоколебательная система является слабо неконсервативной, т.е. изменения комплексной амплитуды \dot{c} за период $2\pi/\omega$ достаточно малы.
- СТНО имеет мягкий режим самовозбуждения.

Эти ограничения не являются существенными для описания теории систем синхронизации неизохронных автогенераторов. Результаты экспериментальных работ по СТНО показывают, что в рабочем режиме СТНО действительно генерирует только одну моду колебаний, система является слабо неконсервативной и имеет мягкий режим самовозбуждения [123].

Модели (1.56), (1.50) и (1.21 - 1.22) описывают свойства неизохронных автогенераторов различной физической природы. При этом эти модели отличаются только формой зависимости частоты колебаний от амплитуды и численными значениями параметров автогенераторов. Далее в работе будет рассматриваться модель (1.56), т.к. решение задач синхронизации колебаний для СТНО является особенно актуальным.

1.6 Динамические и шумовые свойства СТНО

Модель Славина–Тиберкевича, с учетом произвольного направления углов внешнего магнитного поля и направления намагниченности ферромагнитных слоев запишем в следующем виде:

$$\frac{d\dot{c}}{dt} + j\omega(|\dot{c}|^2)\dot{c} + \Gamma_G(1 + Q|\dot{c}|^2)\dot{c} - \sigma I(1 - |\dot{c}|^2)\dot{c} = 0, \quad (1.72)$$

где $\omega = \omega_0 + Dk^2 + N|\dot{c}|^2$ – частота колебаний СТНО, зависящая от мощности спиновой волны $|\dot{c}|^2$, k – волновое число,

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_H(\omega_H + \omega_M \cos^2 \nu_{\text{int}})}, \quad (1.73)$$

$\omega_H = \gamma H_{\text{int}}$, $\omega_M = 4\pi\gamma M_0$, H_{int} – магнитное поле внутри образца, M_0 – вектор намагниченности свободного слоя, ν_{int} – угол между постоянной намагниченностью и плоскостью свободного слоя, γ – гиромагнитное отношение, $D = \omega_M \lambda_{\text{ex}}^2 \left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \omega_H} \right)$ – коэффициент дисперсии спиновой волны, определяемый обменным взаимодействием, λ_{ex} – постоянная дальности обменного взаимодействия, N – коэффициент, характеризующий степень зависимости частоты колебаний от квадрата амплитуды спиновой волны (параметр неизохронности), определяемый:

$$N = -2M_0 \frac{\partial \omega_0}{\partial M_0} = \frac{\omega_H \omega_M}{\omega_0} \left(\frac{3\omega_H^2 \sin^2 \nu_{\text{int}}}{\omega_0^2} - 1 \right), \quad (1.74)$$

$\Gamma_G = \alpha_G \omega_0 \left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \omega_H} \right)$ – коэффициент спин-волновых положительных потерь свободного слоя, α_G – коэффициент затухания, Q – коэффициент, характеризующий положительное нелинейное затухание, I – ток, протекающий через СТНО, σ – коэффициент, характеризующий эффект переноса спина:

$$\sigma = \frac{\varepsilon g \mu_B}{2eM_0 dS}, \quad (1.75)$$

ε – коэффициент спиновой поляризации, g – фактор Ланде, μ_B – магнетон Бора, e – заряд электрона, d – толщина свободного слоя, $S = \pi R_c^2$ – площадь свободного слоя.

Магнитное поле внутри образца H_{int} и угол ν_{int} связаны со значениями H_{ext} и ν_{ext} следующими граничными условиями:

$$\begin{aligned} H_{\text{ext}} \cos \nu_{\text{ext}} &= H_{\text{int}} \cos \nu_{\text{int}} \\ H_{\text{ext}} \sin \nu_{\text{ext}} &= (H_{\text{int}} + 4\pi M_0) \sin \nu_{\text{int}}, \end{aligned} \quad (1.76)$$

Часто рассматривают простейший случай $\nu_{\text{int}} = \nu_{\text{ext}} = 90^\circ$. Тогда $\omega_0 = \omega_H$, $\omega_H = \gamma(H_{\text{ext}} - 4\pi M_0)$, $\Gamma_G = \alpha_G \omega_0$, $D = \omega_M \lambda_{\text{ex}}^2$, $N = 2\omega_H$.

Уравнение (1.72) можно записать относительно медленно – меняющихся амплитуды U и фазы φ спиновой волны $c = Ue^{i\varphi}$ следующим образом. Введем производную $\frac{dc}{dt}$:

$$\frac{dc}{dt} = \frac{dU}{dt} e^{i\varphi} + iU \frac{d\varphi}{dt} e^{i\varphi} = U e^{i\varphi} \left(\frac{dU}{Udt} + i \frac{d\varphi}{dt} \right) = c \left(\frac{dU}{Udt} + i \frac{d\varphi}{dt} \right), \quad (1.77)$$

Подставим (1.77) в (1.72). Получим:

$$\left(\frac{dU}{Udt} + i\frac{d\varphi}{dt}\right)\dot{c} + j\omega(|\dot{c}|^2)\dot{c} + \Gamma_G(1 + Q|c|^2)\dot{c} - \sigma I(1 - |c|^2)\dot{c} = 0, \quad (1.78)$$

Разделим на c , получим:

$$\begin{cases} \frac{dU}{dt} = -\frac{\Gamma_+ - \Gamma_-}{U}; \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + NU^2. \end{cases} \quad (1.79)$$

Зададим структурные параметры СТНО и режим его работы. На основе этих данных выполним расчет основных его характеристик: мощности колебаний и частоты. Построим регулировочную и амплитудную характеристики.

1. Пусть угол внешнего магнитного поля $\nu_{ext} = 80^\circ$.

2. Зададим напряженность внешнего магнитного поля и намагниченность насыщения в системе СГС.

Пусть $H_{ext} = 1$ Тл. Известно, что $\nu_{ext} = 80^\circ$ $1\text{Тл} = 1\frac{\text{Н}}{\text{А}\cdot\text{м}}$, а $1\text{Э} = 1\frac{\text{А}}{\text{м}}$. Тогда в

системе СГС:

$$H_{ext} = \frac{1}{\mu} = \frac{1}{1.25 \cdot 10^{-6}} = 8 \cdot 10^5 \text{ Э},$$

где $\mu = 1.25 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Н}}{\text{А}^2}$ – абсолютная магнитная проницаемость.

В большинстве СТНО в качестве свободного слоя используется пермаллой $Ni_{80}Fe_{20}$. Его намагниченность насыщения $M_0 = 0.75\text{Тл} = 6 \cdot 10^5 \text{ Э}$.

Решая систему уравнений (2.5) получим значения $\nu_{int} = 61.8^\circ$ и $H_{int} = 2.94 \cdot 10^5 \text{ Э}$.

3. Вычислим значения параметров.

Здесь и далее для удобства будем использовать значение частоты в Гц:

$$f_H = \frac{\gamma H_{\text{int}}}{2\pi}, \quad f_M = \frac{4\pi\gamma M_0}{2\pi}. \quad \text{Так как } \gamma = 2\pi \cdot 2.8 \frac{\text{МГц}}{\text{Э}}, \quad \text{то получим, что}$$

$$f_H = 10.29 \text{ ГГц}, \quad f_M = 21 \text{ ГГц}.$$

Частоту ферромагнитного резонанса определим по формуле (2.2)

$$f_0 = 12.41 \text{ ГГц}.$$

Коэффициент неизохронности $N/2\pi = 10,48 \text{ ГГц}$. Коэффициент спин-волновых положительных потерь свободного слоя $\Gamma_G/2\pi = 0,124 \text{ ГГц}$, с учетом того, что $\frac{\partial\omega_0}{\partial\omega_H} = 1.0176 \approx 1$. и $\alpha_G = 0.01$. Коэффициент положительного нелинейного затухания $Q = 0.658$.

Определим значение коэффициента переноса спина, с учетом того, что коэффициент спиновой поляризации $\varepsilon = 0.1$, фактор Ланде $g = 2$, магнетон Бора $\mu_B = 927.4 \cdot 10^{-26} \frac{\text{Дж}}{\text{Тл}}$, заряд электрона $e = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$, толщина слоя $d = 5 \cdot 10^{-9} \text{ м}$, радиус слоя $r = 100 \cdot 10^{-9} \text{ м}$, площадь слоя $S = 3.142 \cdot 10^{-14} \text{ м}^2$.

Подставим значения в формулу (1.75) и получим, что $\sigma = 6.15 \cdot 10^{10} \frac{\text{Гц}}{\text{А}}$.

Рассмотрим стационарные режимы генерации СТНО. Первый стационарный режим, связанный с нулевой амплитудой колебаний не рассматривается. Стационарный режим при ненулевой амплитуде колебаний соответствует случаю, когда коэффициент потерь в системе равен коэффициенту положительного затухания, т.е. $\sigma I = \Gamma_G$. Отсюда получаем граничное значение тока:

$$I_{th} = \frac{\Gamma_G}{\sigma}. \quad (1.80)$$

При заданных параметрах получим $I_{th} = 2 \cdot 10^3 \text{ A}$. Амплитуда колебаний определяется следующей формулой:

$$U^2 = \frac{\zeta - 1}{\zeta + Q}. \quad (1.81)$$

где $\zeta = \frac{I}{I_{th}}$ – запас по самовозбуждению. Отметим, что при $\zeta = 1$, $U = 0$ и при

$\zeta \rightarrow \infty$, $U = 1$.

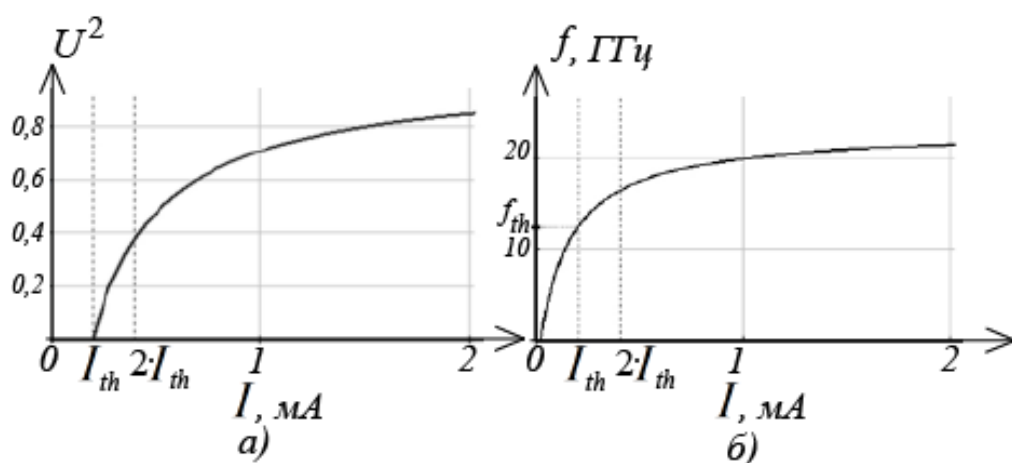


Рисунок 1.14 – Зависимость квадрата амплитуды колебаний U^2 (а) и частоты f (б) от протекающего через СТНО тока

На рисунке 1.14,а показана зависимость, полученная по формуле (1.81).

Для определения частоты колебаний воспользуемся второй формулой системы (1.79) и формулой (1.81). Получим:

$$f = f_0 + N \frac{\zeta - 1}{\zeta + Q}. \quad (1.82)$$

По полученной зависимости построим регулировочную характеристику СТНО (рисунок 1.14,б).

При заданных значениях параметров получим частоту самовозбуждения $f_{th} = 12,41 \text{ ГГц}$. Частота, при $\zeta = 2$, равна $f = 16,36 \text{ ГГц}$.

В дальнейшем, при моделировании в последующих главах будут использованы следующие значения параметров: $N / 2\pi = 10,48 \text{ ГГц}$, $\frac{\omega_0}{2\pi} = 12,41 \text{ ГГц}$, $\zeta = 2$, $Q = 0,66$, $\sigma = 61,5 \frac{\text{ГГц}}{\text{А}}$, $\alpha = 0,01$.

Как уже было отмечено, одной из двух главных проблем, ограничивающих практическое применение СТНО, наряду с низкой мощностью колебаний, является низкая стабильность колебаний. Ширина спектральной линии достигает значений десятков и сотен мегагерц [94-95] при частоте генерации в единицы и десятки гигагерц.

Ряд исследований посвящен определению причин уширения спектральной линии [82, 132]. Результаты этих исследований показывают, что основной вклад в уширение спектральной линии вносит тепловой шум, что, в частности, проявляется в зависимости ширины спектральной линии от температуры СТНО [78, 66].

В качестве модели СТНО с учетом влияния шума, вызванного тепловыми флуктуациями, рассмотрим следующее стохастическое дифференциальное уравнение [123]:

$$\frac{d\dot{c}}{dt} + j\omega(|\dot{c}|^2)\dot{c} + \Gamma_G(1 + Q|\dot{c}|^2)\dot{c} - \sigma I(1 - |\dot{c}|^2)\dot{c} = n(t), \quad (1.83)$$

где $n(t)$ – эквивалентный белый гауссовский шум (БГШ) с нулевым математическим ожиданием и дельтаобразной корреляционной функцией:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}\{n(t)\} &= 0; \\ \mathbf{M}\{n(t_1)n(t_2)\} &= 2D_n\delta(t_2 - t_1), \end{aligned} \quad (1.84)$$

где D_n – дисперсия шума, определяющая эффективную амплитуду шумовых колебаний. Дисперсия шума определяется с учетом активных потерь и отношения тепловой энергии к энергии колебаний:

$$D_n = \Gamma_+(\dot{c}^2) \eta(\dot{c}^2) = \Gamma_G \left(1 + Q \dot{c}^2\right) \frac{k_b T}{\lambda \omega(\dot{c}^2)}, \quad (1.85)$$

где $\eta(\dot{c}^2)$ – коэффициент шумовых колебаний, k_b – постоянная Больцмана, T – температура в Кельвинах. Параметр $\Gamma_+(\dot{c}^2)$ описывает положительное нелинейное затухание, зависящее от амплитуды колебаний. Так как частота однозначно определяется амплитудой колебаний, то можно использовать параметр λ , который определяет связь между частотой и энергией колебаний, т.е. переводит частоту $\omega(\dot{c}^2)$ в единицы джоулей. В случае простейшей конфигурации СТНО «спиновый клапан» нормирующий коэффициент определяется следующим образом:

$$\lambda = \frac{VM_0}{\gamma}, \quad (1.86)$$

где V – объем свободного слоя СТНО, M_0 – намагниченность свободного слоя, γ – гиромагнитное отношение.

На рисунке 1.15,а показана зависимость коэффициента затухания колебаний $\Gamma_+(\dot{c}^2)$ от протекающего через СТНО тока при $N/2\pi = 10,48$ ГГц, $\omega_0/2\pi = 12,41$ ГГц, $\zeta = 2$, $Q = 0,66$, $\sigma = 61,5$ ГГц/А, $\alpha = 0,01$.

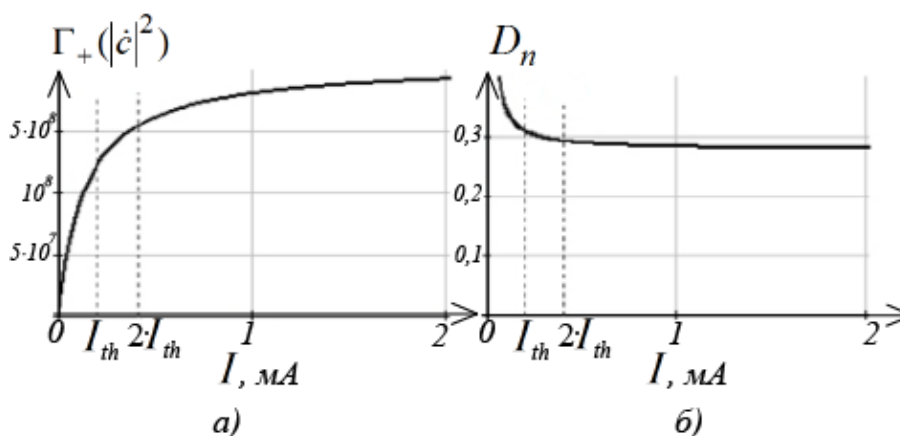


Рисунок 1.15 – Зависимость коэффициента затухания $\Gamma_+(\dot{c}^2)$ (а) и дисперсии D_n (б) от тока, протекающего через СТНО

На рисунке 1.15,б показана зависимость дисперсии шума от протекающего через СТНО тока при $\lambda = 1,34 \cdot 10^{-22}$ Джс.

Из уравнения (1.83) можно получить систему укороченных уравнений относительно медленно–меняющихся амплитуды и фазы спиновой волны $\dot{c} = Ue^{j\varphi}$ с учетом влияния шума:

$$\begin{cases} \frac{dU}{dt} = U\Gamma_G [(\zeta - 1) - (\zeta + Q)U^2] + \text{Re}[n(t)e^{-j\varphi}]; \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + NU^2 + \text{Im}\left[\frac{n(t)}{U}e^{-j\varphi}\right], \end{cases} \quad (1.87)$$

где $f_n(t)$ – БГШ с нулевым математическим ожиданием и дисперсией D_n .

На рисунках 1.18–1.20 показаны выходные колебания СТНО, а также зависимости амплитуды, частоты от нормированного времени $\tilde{\omega}t$, где $\tilde{\omega}$ – постоянная частота моделирования. На каждом из рисунков показаны две зависимости – с нулевой и ненулевой дисперсиями шума.

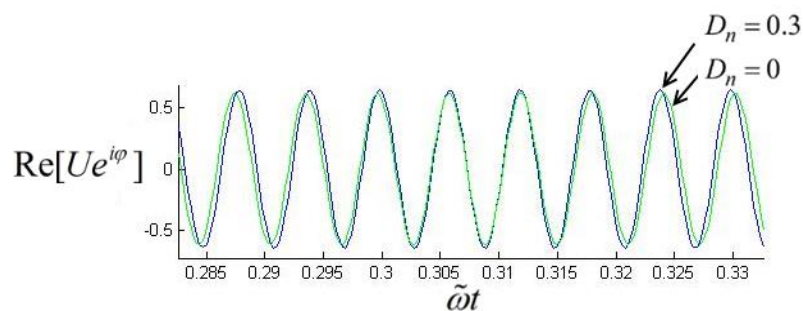


Рисунок 1.18 – Выходной сигнал $\text{Re}[Ue^{i\varphi}]$ при нулевой и ненулевой дисперсиях шума

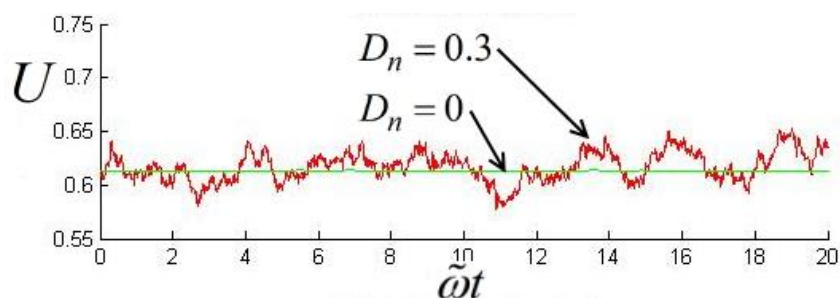


Рисунок 1.19 – Зависимость амплитуды колебаний от нормированного времени при нулевой и ненулевой дисперсиях шума

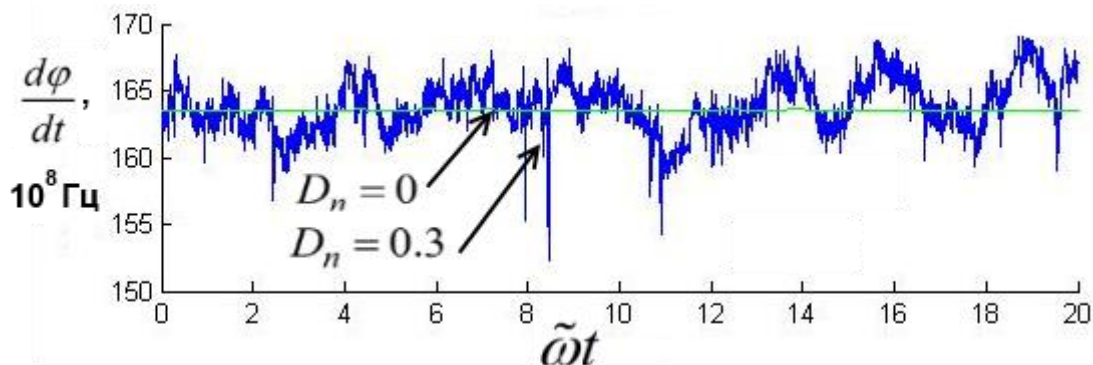


Рисунок 1.20 – Зависимость частоты колебаний от нормированного времени при нулевой и ненулевой дисперсиях шума

Результаты численного моделирования, показанные на рисунках 1.18–1.20 показывают, что учет шума приводит к отклонениям амплитуды и частоты колебаний от своих стационарных значений. Степень отклонения определяется величиной дисперсии D_n в соответствии с уравнением (1.85).

1.7 Обзор литературы по синхронизации неизохронных автогенераторов

Как уже было отмечено, СТНО обладают двумя существенными недостатками – низкой выходной мощностью единичного генератора и широкой спектральной линией. Для увеличения мощности предложено использовать более сложные структуры, состоящие, например, не из трех, а из десяти слоев, обеспечивающих более высокую степень поляризации электронов по спину и большее значение магнетосопротивления MR . Другим способом увеличения мощности колебаний предложено синхронизировать колебания нескольких осцилляторов для когерентного сложения мощности на общей нагрузке. Синхронизация может осуществляться за счет микроволнового тока (нелокальный механизм) и спиновых волн. Последний механизм является наиболее перспективным, т.к. имеет наименьшие потери и позволяет учесть неидентичность наноосцилляторов [123].

Для сужения ширины спектральной линии обычно предлагается использовать синхронизацию током, или внешним магнитным полем. В первом случае, кроме постоянной составляющей через СТНО пропускается ток, содержащий переменную составляющую, причем её частота определяет частоту синхронизации. Результаты эксперимента по синхронизации магнитным полем показаны на рисунке 1.21 [90, 115].

При приближении частоты СТНО к частоте внешнего источника происходит подстройка частоты СТНО. В полосе синхронизма частота СТНО почти не менялась, при изменении подстраивающего внешнего магнитного поля H_0 . При этом увеличивалась выходная мощность колебаний P и уменьшалась ширина спектральной линии S . Такое поведение характеризуется фазовой синхронизацией осциллятора с помощью внешнего сигнала.

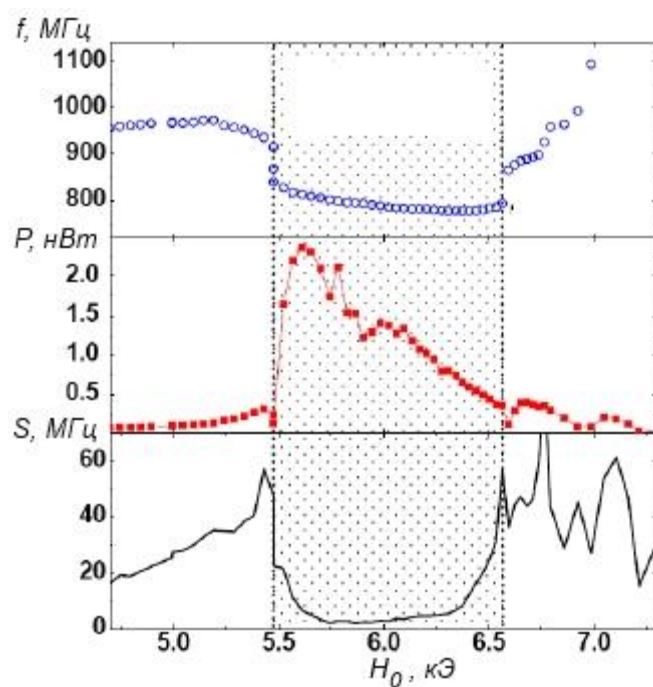


Рисунок 1.21 – Зависимость частоты, мощности, и спектральной линии от частоты переменной составляющей внешнего тока. Здесь f , P , S – соответственно частота, мощность и ширина спектральной линии колебаний СТНО

Результаты эксперимента по синхронизации током показаны на рисунке 1.22 [58].

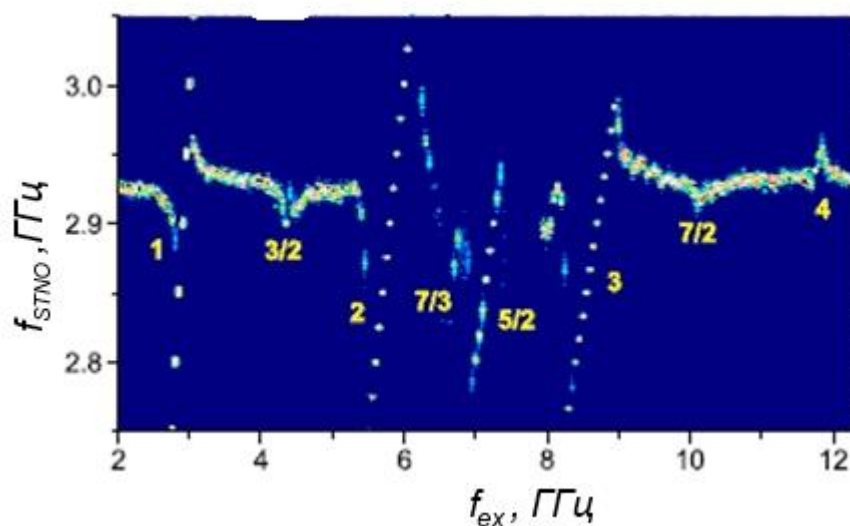


Рисунок 1.22 – Синхронизация током

Частота свободных колебаний осцилляторов составляла $f_0=2,94$ ГГц. Эффект синхронизации наблюдался при всех целочисленных $r = f_{STNO} / f_{ex}$, где f_{ex} – частота переменной составляющей внешнего магнитного поля.

Также синхронизация наблюдалась при некоторых рациональных r ($r=3/2, 7/3, 5/2, 7/2$). Спектральная линия в этом случае становится гораздо уже, амплитуда колебаний резко возрастает.

Другим способом уменьшения ширины спектральной линии является использование фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Теоретической работой по исследованию механизмов ФАПЧ СТНО является работа К.Г. Мишагина и В.Д. Шалфеева [31]. С помощью бифуркационного анализа ими были получены области параметров с различными динамическими режимами: синхронизация, квазисинхронный режим, биения. Показано увеличение полосы существования синхронного режима по сравнению со схемой синхронизации спинового генератора внешним полем.

Несмотря на ряд преимуществ данной модели, она обладает следующими недостатками:

- сложность модели в силу записи уравнений относительно двух угловых сферических координат;
- невозможно подсчитать мощность выходных колебаний СТНО;
- невозможно определить частоту выходных колебаний СТНО;
- в данной модели ключевые элементы описываются как отдельные полупроводниковые устройства, неинтегрируемые в ферромагнитную структуру.

Также был проведен эксперимент по ФАПЧ СТНО [84]. На рисунке 1.23 показано уменьшение ширины спектральной линии СТНО. На левом графике показан спектр СТНО до применения ФАПЧ, ширина спектральной линии составляет при этом $\Delta\nu = 0,78$ МГц дающей значительный прирост мощности колебаний. Увеличение мощности связано с перераспределением энергии спектра колебаний. Представленные результаты были получены для вихревых СТНО.

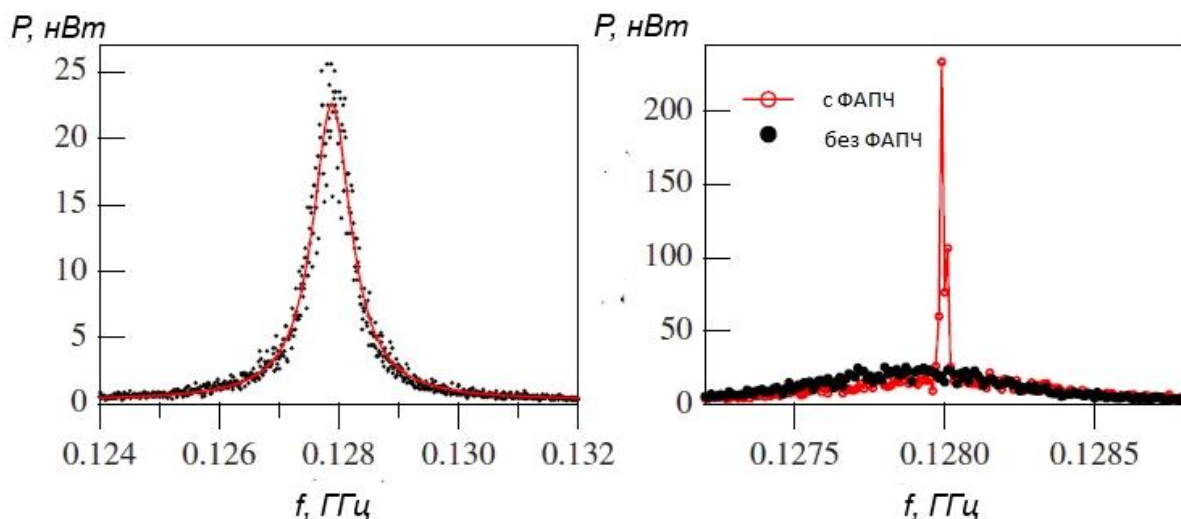


Рисунок 1.23 – Выигрыш в мощности и сужение спектральной линии при использовании фазовой автоподстройки

В 2017 году были проведены эксперименты по синхронизации СТНО с помощью цепи фазовой автоподстройки [85], реализованной в виде интегральных цепей. Блок-схема платы показана на рисунке 1.24. Спектральная плотность мощности сигнала и фазовых шумов показаны на рисунке 1.25.

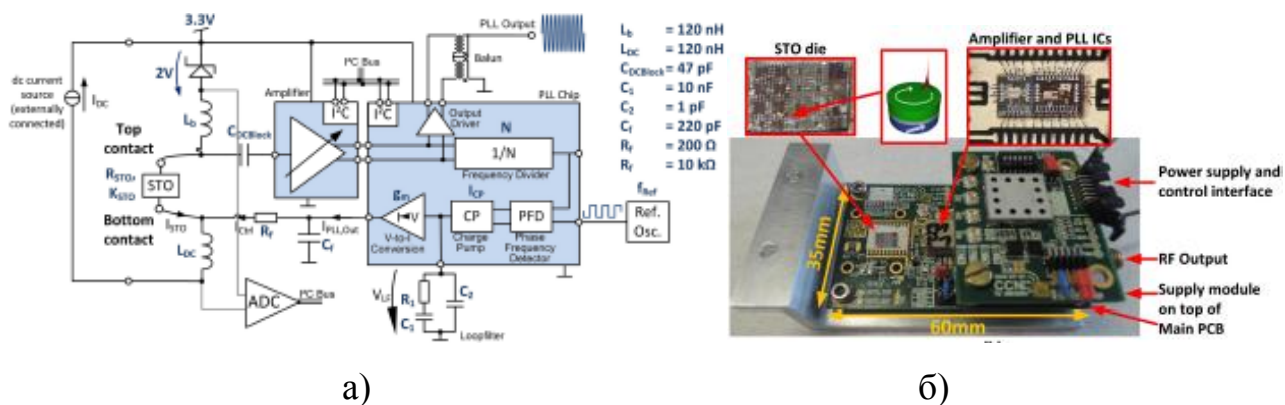


Рисунок 1.24 – а) Схема системы фазовой автоподстройки.

б) Фотография системы

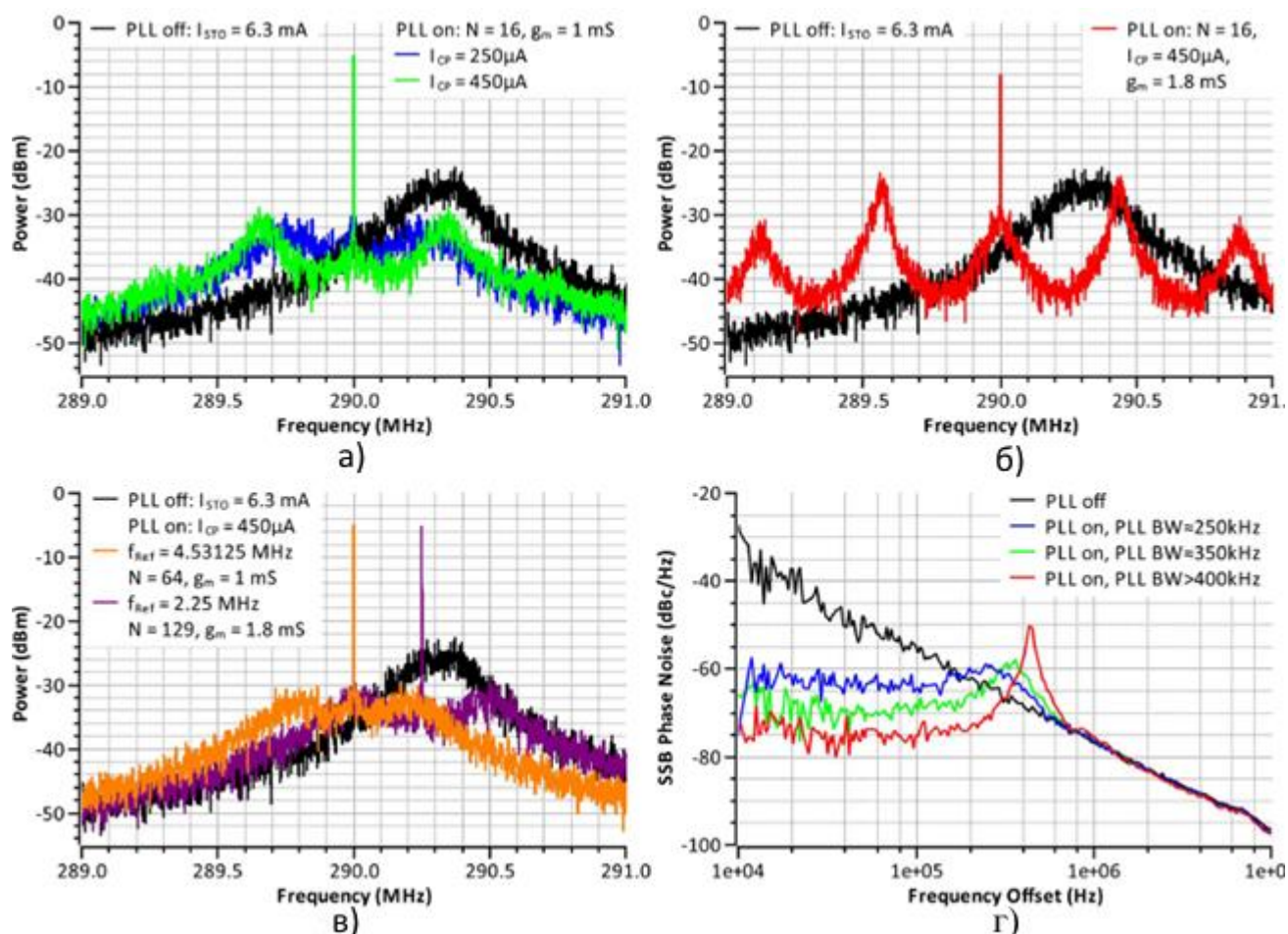


Рисунок 1.25 – Мощность автономного и синхронизированного СТНО (а, б, в), спектральная плотность мощности фазовых шумов синхронизированного и автономного СТНО (г).

Экспериментальные работы по синхронизации СТНО показывают возможность улучшения шумовых свойств и увеличения мощности колебаний автогенераторов.

1.8 Выводы по главе 1

В главе был проведен вывод укороченных уравнений для трех видов современных автогенераторов – транзисторных автогенераторов с варикапом, автогенераторов на СВ ЛЗ и СТНО. Во всех трех видах проявляется эффект неизохронности. Более того, разные по физической природе автогенераторы

описываются одинаковой математической моделью. При этом неизохронность является неотъемлемым свойством СТНО и определяет его динамические и шумовые характеристики. Значение коэффициента неизохронности при этом определяет возможность СТНО перестраиваться по частоте.

Как было показано, СТНО являются перспективным наноразмерным источником СВЧ колебаний, а факторами, ограничивающими их практическое применение в радиоэлектронных устройствах, является низкая выходная мощность и высокий уровень фазовых шумов.

Обзор экспериментальных работ показывает, что синхронизация колебаний является перспективным способом улучшения шумовых свойств СТНО, также позволяющим увеличить мощность выходных колебаний.

Также можно отметить недостаточную проработанность следующих теоретических и практических вопросов.

1. Для практических приложений необходимы математические модели синхронизированных неизохронных автогенераторов, позволяющие рассчитать динамические и шумовые характеристики синхронизированных неизохронных автогенераторов.

2. Необходима разработка методов расчета и анализа влияния параметров автогенераторов и систем синхронизации на динамические и шумовые характеристики неизохронных автогенераторов, позволяющих повысить эффективность радиотехнических устройств.

3. Актуальной задачей является разработка методик расчета, моделирования и проектирования неизохронных автогенераторов на современной компонентной базе.

В связи с этим в данной диссертационной работе должны быть решены следующие **задачи**:

- разработка моделей неизохронного автогенератора, синхронизированного ВГВ, цепью ФАПЧ и взаимной синхронизации двух неизохронных автогенераторов;

- исследование динамических характеристик систем внешней синхронизации неизохронных автогенераторов;
- исследование шумовых характеристик систем внешней и взаимной синхронизации неизохронных автогенераторов;
- разработка методик расчета, моделирования и проектирования неизохронных автогенераторов на современной компонентной базе.

Целью диссертационной работы является разработка прикладных методов анализа процессов и шумовых характеристик в синхронизированных неизохронных автогенераторах, с целью создания стабильных миниатюрных перестраиваемых автогенераторов.

В соответствии с поставленной целью и задачами работа имеет следующую структуру.

Во второй главе исследуются свойства системы фазовой автоподстройки частоты СТНО. Были получены и построены полосы синхронизма и захвата, спектральные плотности амплитудных и фазовых флуктуаций, было определено время вхождения в синхронизм. Было проведено сравнения уровня фазовых шумов синхронизированных и автономных СТНО.

В третьей главе исследовались динамические и шумовые характеристики системы внешней синхронизации СТНО. Также было проведено сравнение систем внешней синхронизации и с помощью цепи ФАПЧ, сделаны выводы о преимуществах и недостатках исследуемых систем.

В четвертой главе разработана методика расчета фазовых шумов двух взаимно-связанных СТНО. Показано влияние параметров СТНО и системы синхронизации на фазовые шумы каждого из автогенераторов.

В пятой главе приводится методика расчета и проектирования неизохронных автогенераторов. На основе этой методики был разработан автогенератор на коаксиально-керамическом резонаторе. В главе также приведена методика проектирования и экспериментального исследования, синхронизированного системой ФАПЧ неизохронного автогенератора.

Проводится сравнение фазовых шумов неизохронных автономных и неизохронных синхронизированных автогенераторов.

2 Система фазовой автоподстройки спин–трансферного наноосциллятора

2.1 Введение

Одним из перспективных методов синхронизации СТНО, как было показано в первой главе является синхронизация с помощью цепи ФАПЧ. Целью данной главы является разработка модели фазовой автоподстройки СТНО и исследование её динамических и шумовых свойств, позволяющие разработать устройство, обладающее низким уровнем фазовых шумов. Для этого методом медленно–меняющихся амплитуд получены укороченные уравнения для амплитуды и разности фаз эталонного и подстраиваемого автогенераторов системы ФАПЧ. Полученные укороченные уравнения исследуются методом фазовой плоскости и методом численного (в том числе имитационного) моделирования с использованием программы MatLab.

К основным динамическим характеристикам системы ФАПЧ СТНО, определенным в данной главе относятся полоса синхронизма, полоса захвата, время вхождения в синхронизм. Также определены основные режимы работы системы.

Для исследования шумовых свойств синхронизированного автогенератора полученная модель дополняется источником белого гауссовского шума, описывающим тепловые флуктуации в автогенераторе. Далее полученные укороченные уравнения линеаризуются относительно стационарного состояния и записываются новые уравнения относительно малых отклонений амплитуды и фазы стационарного режима. Используя спектральный метод выводятся выражения для спектральной зависимости амплитудных и фазовых шумов.

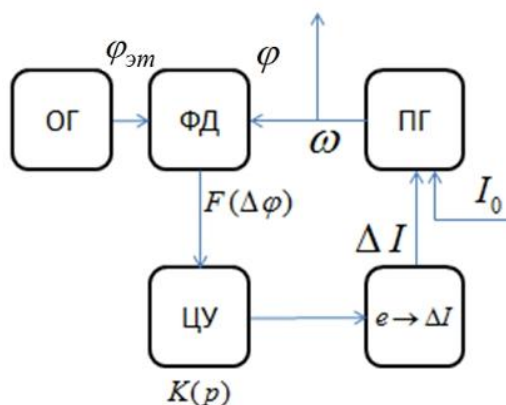
Приведен анализ влияния параметров СТНО и системы синхронизации на свойства системы, даны рекомендации по выбору параметров для улучшения характеристик системы.

2.2 Динамика фазовой автоподстройки частоты СТНО

Для получения модели фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) СТНО дополним модель Славина–Тиберкевича (1.56), описанную в главе 1 токовым сигналом ошибки, вызванным разностью фаз эталонного и подстраиваемого генератора, согласно рисунку 2.1 в виде [104]:

$$\frac{d\dot{c}}{dt} + j\omega(|\dot{c}|^2)\dot{c} + \Gamma_G(1 + Q|\dot{c}|^2)\dot{c} - \sigma I(1 - |\dot{c}|^2)\dot{c} = 0, \quad (2.1)$$

где $I = I_0 + \Delta I = I_0(1 + \varepsilon K(p)F(\Delta\varphi))$ – ток, протекающий через СТНО, $K(p)$ – операторный коэффициент передачи фильтра в цепи управления, $F(\Delta\varphi)$ – нормированная дискриминационная характеристика фазового детектора, $p \equiv d/dt$ – оператор дифференцирования, $\varepsilon = \Delta I / I_0$ – коэффициент усиления сигнала ошибки, $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_{\text{эт}}$ – разность фаз СТНО и эталонного генератора.



ОГ – опорный генератор, ФД – фазовый дискриминатор, ПГ – подстраиваемый генератор (СТНО), ЦУ – цепь управления, $e \rightarrow \Delta I$ – преобразователь напряжение–ток

Рисунок 2.1 – Структурная схема системы ФАПЧ СТНО

Постоянное значение I_0 задает частоту колебаний автономного СТНО. Ток ΔI , пропорциональный разности фаз СТНО и эталонного генератора, подстраивает частоту СТНО. Согласно (1.81) и рисунку 1.14 изменение тока приводит к изменению амплитуды колебаний СТНО. Далее, согласно уравнению (1.82) происходит изменение частоты СТНО. Принципиальной особенностью такой системы автоподстройки является то, что перестройка СТНО осуществляется за счет неизохронности.

На основе (2.1) в бесфильтровом случае ($K(p) \equiv 1$), при $F(\Delta\varphi) = \sin(\Delta\varphi)$ получим систему уравнений относительно медленно-меняющихся амплитуды колебаний $U(t)$ и фазы $\varphi(t)$ спиновой волны СТНО $\dot{c} = Ue^{j\varphi}$ с учетом влияния цепи фазовой автоподстройки. Введем производную $\frac{d\dot{c}}{dt}$:

$$\frac{d\dot{c}}{dt} = \frac{dU}{dt}e^{j\varphi} + jU\frac{d\varphi}{dt}e^{j\varphi} = Ue^{j\varphi}\left(\frac{dU}{Udt} + j\frac{d\varphi}{dt}\right) = \dot{c}\left(\frac{dU}{Udt} + j\frac{d\varphi}{dt}\right). \quad (2.2)$$

Подставим уравнение (2.2) в (2.1). Получим:

$$\left(\frac{dU}{Udt} + j\frac{d\varphi}{dt}\right)\dot{c} + j\omega(|\dot{c}|^2)\dot{c} + \Gamma_G(1 + Q|\dot{c}|^2)\dot{c} - \sigma I(1 - |\dot{c}|^2)\dot{c} = 0. \quad (2.3)$$

Разделим на \dot{c} и выделим действительные и мнимые части:

$$\begin{cases} \frac{dU}{dt} = U\Gamma_G [(\zeta - 1 + \varepsilon \sin(\Delta\varphi)) - (\zeta + Q + \varepsilon \sin(\Delta\varphi))U^2]; \\ \frac{d\Delta\varphi}{dt} = \Delta\omega + NU^2, \end{cases} \quad (2.4)$$

где $\Delta\omega = \omega_0 - \omega_{эм}$, $\zeta = \frac{\sigma I}{\Gamma_G}$ – запас по самовозбуждению. Здесь $\omega_{эм}$ – частота эталонного генератора, ω_0 – составляющая частоты, независимая от амплитуды, в

соответствии со вторым уравнением (1.79). В случае, когда частота колебаний СТНО равна частоте эталонного генератора, правая часть второго уравнения (2.4) равна нулю, и, следовательно, $\Delta\omega = -N(U^0)^2$, где U^0 – стационарное значение амплитуды колебаний СТНО.

Для заданной модели (2.4) можно получить стационарные значения амплитуды и разности фаз, приравнивая $\frac{dU}{dt}$ и $\frac{d\Delta\varphi}{dt}$ к нулю:

$$(U^0)^2 = \frac{\zeta - 1 + \varepsilon \sin(\Delta\varphi^0)}{\zeta + Q + \varepsilon \sin(\Delta\varphi^0)}, \quad (2.5)$$

$$\sin(\Delta\varphi^0) = \frac{(\zeta - 1) - \gamma(\zeta + Q)}{\zeta(\gamma - 1)}, \quad (2.6)$$

где $\gamma = \frac{\Delta\omega}{N}$ – нормированная расстройка.

Проанализируем систему (2.4) методом фазового пространства. Уравнение для касательных к фазовым траекториям системы запишем в виде:

$$\frac{dU}{d\Delta\varphi} = \frac{U\Gamma_G [(\zeta - 1 + \varepsilon \sin(\Delta\varphi)) - (\zeta + Q + \varepsilon \sin(\Delta\varphi))U^2]}{\Delta\omega + NU^2}. \quad (2.7)$$

Особенностью полученной системы является то, что в качестве оси ординат фазовой плоскости выбрана амплитуда колебаний, а не первая производная разности фаз, как это обычно рассматривается в теории ФАПЧ макроскопических автогенераторов. Однако, несмотря на это, фазовые портреты имеют вид, схожий с классической системой фазовой синхронизации. Стационарным синхронным режимам соответствуют точки пересечения изоклин горизонтальной и вертикальной касательных. Изоклине вертикальной касательной (ИВК) соответствует стационарное значение амплитуды U^0 , а изоклине с горизонтальной касательной (ИГК) соответствует 2π периодическая

функция и ось абсцисс, причем стационарные ненулевые значения амплитуды и разности фаз зависят от начальной разности частот.

На рисунке 2.2.а представлен фазовый портрет, соответствующий режиму синхронизма, показаны две особые точки: устойчивый фокус и седло. При увеличении частотной расстройки происходит бифуркация слияния выходящей и входящей сепаратрис седла с образованием полуустойчивого предельного цикла 2-го рода. Данное значение расстройки соответствует разности частот, равной полосе захвата. При дальнейшем увеличении частотной расстройки полуустойчивый предельный цикл превращается в устойчивый предельный цикл (рисунок 2.2б), а входящая сепаратриса образует петлю (заштрихованная область), ограничивающую область начальных условий, при которых система приходит в устойчивое состояние. Наконец, при дальнейшем увеличении частотной расстройки, равной полосе синхронизма, происходит седло–узловая бифуркация, соответствующая слиянию устойчивой и неустойчивой особых точек (рисунок 2.2в).

При расстройках, больше полосы синхронизма, когда ИГК и ИВК не пересекаются, система переходит в асинхронный режим и происходит набег фазы при осцилляции амплитуды с частотой биений (рисунок 2.2г) [106, 108].

Особенностью рассмотренной системы является то, что сигнал фазового дискриминатора приводит к изменению амплитуды и частоты колебаний СТНО. В этом проявляется неизохронность таких генераторов, как СТНО. Следствием этого является существование полосы захвата в бесфильтровой системы фазовой синхронизации. Существование полосы захвата является существенным отличием бесфильтровой системы ФАПЧ СТНО от классических систем ФАПЧ изохронных автогенераторов.

Причиной этого явления является инерционность система ФАПЧ автогенератора, перестройка по частоте которого происходит за счет неизохронности. В соответствии с (2.4) ток меняет значение амплитуды, которое в соответствии с дифференциальными уравнениями (2.4) меняет частоту колебаний.

Эта инерционность является эквивалентом фильтра нижних частот в классических системах ФАПЧ макроскопических автогенераторов [39].

Подставив (2.5) во второе уравнение системы (2.4), с учетом того, что $\frac{d\Delta\varphi^0}{dt} = 0$:

$$\Delta\omega = -N \frac{\zeta - 1 + \varepsilon \sin(\Delta\varphi^0)}{\zeta + Q + \varepsilon \sin(\Delta\varphi^0)}. \quad (2.8)$$

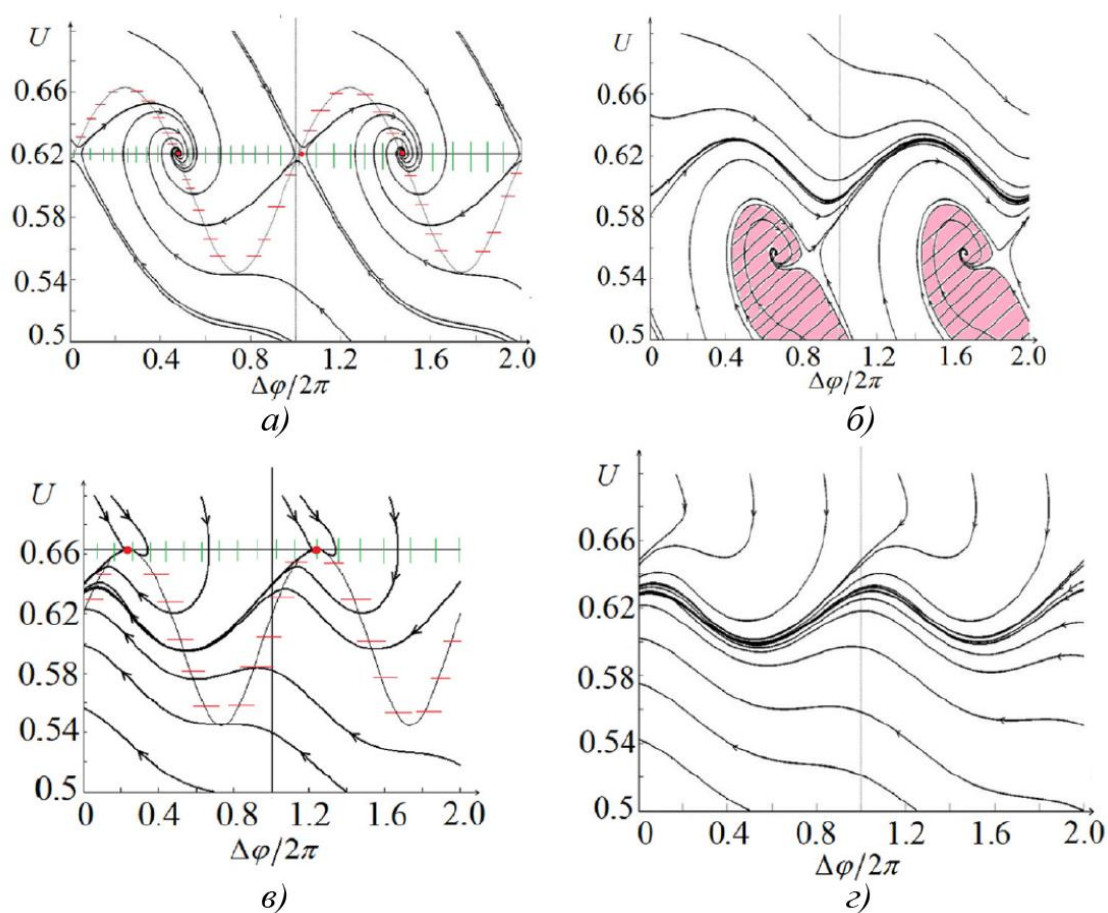


Рисунок 2.2 – Фазовые портреты системы при $N / 2\pi = 10,48 \text{ ГГц}$, $\omega_0 / 2\pi = 12,41 \text{ ГГц}$, $Q = 0,66$, $\sigma = 61,5 \text{ ГГц/А}$, $\varepsilon = 0,3$, $\alpha = 0,01$, $\zeta = 2$ а) режим синхронизма ($\Delta\omega / 2\pi = -4,04 \text{ ГГц}$), б) режим квазисинхронизма ($\Delta\omega / 2\pi = -4,44 \text{ ГГц}$), в) седло–узловая бифуркация ($\Delta\omega / 2\pi = -4,61 \text{ ГГц}$) г) режим биений ($\Delta\omega / 2\pi = -4,84 \text{ ГГц}$)

Это уравнение позволяет определить полосу синхронизма. Для положительных, и отрицательных знаков расстроек полоса синхронизма определяется при подставлении в (2.8) вместо периодической функции $\sin(\Delta\varphi^0)$ $+1$ и -1 , соответственно:

$$\Delta\omega_{s+} = N \frac{\zeta - 1 + \varepsilon}{\zeta + Q + \varepsilon} - N \frac{\zeta - 1}{\zeta + Q}, \quad (2.9)$$

$$\Delta\omega_{s-} = N \frac{\zeta - 1 - \varepsilon}{\zeta + Q - \varepsilon} - N \frac{\zeta - 1}{\zeta + Q}. \quad (2.10)$$

Основной вклад в величины полос синхронизма и захвата вносит параметр ε – максимального значения нормированного сигнала ошибки. На рисунке 2.4 показана зависимость полосы синхронизма $\Delta\omega_s$ (2.9, 2.10) и полосы захвата $\Delta\omega_c$ (получено в результате численного моделирования, рисунок 2.3) в зависимости от параметра ε . Физическим ограничением выбора максимального значения ε является линейный участок регулировочной характеристики СТНО, на котором амплитуда колебаний остается достаточной для работы фазового дискриминатора.

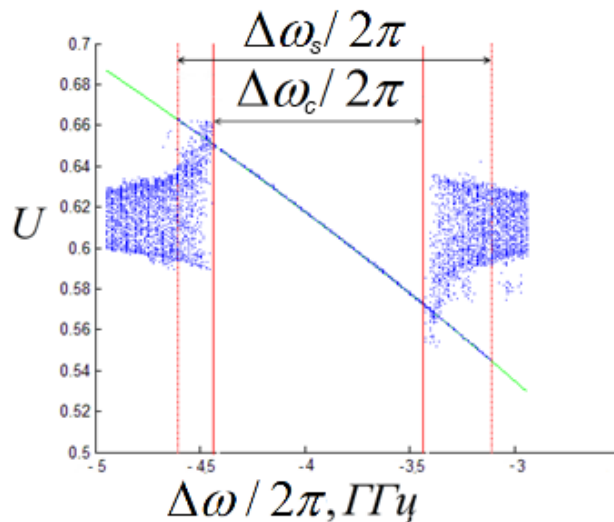


Рисунок 2.3 – Зависимость амплитуды колебаний U от разности частот эталонного генератора и частоты ферромагнитного резонанса СТНО $\Delta\omega$

Для определения полосы захвата можно использовать численное имитационное моделирование. На рисунке 2.3 показана зависимость амплитуды колебаний в установившемся режиме от разности частот эталонного генератора и частоты ферромагнитного резонанса СТНО $\Delta\omega$. На рисунке отмечены области синхронизма $\Delta\omega_s$ и захвата $\Delta\omega_c$. Зеленая линия показывает аналитически посчитанную зависимость стационарной амплитуды колебаний от частотной расстройки. Положению каждой синей точки соответствует значение амплитуды колебаний после переходного процесса. При этом изначально каждая синяя точка обладает случайными начальными условиями по амплитуде и разности фаз. В центральной части все синие точки попадают на зеленую кривую. Это говорит о том, что при данной расстройке система приходит в стационарное состояние. Этой области расстроек частот соответствует полоса захвата. При больших расстройках, часть синих точек попадает на зеленую кривую, часть нет. Это соответствует частотной расстройке, равной полосе синхронизма. В зависимости от начальных условий система приходит в устойчивое состояние синхронизма, или нет. При еще больших частотных расстройках синие точки не попадают на зеленую кривую. Это говорит о том, что при данной частотной расстройке система ни при каких начальных условиях не приходит в устойчивое состояние.

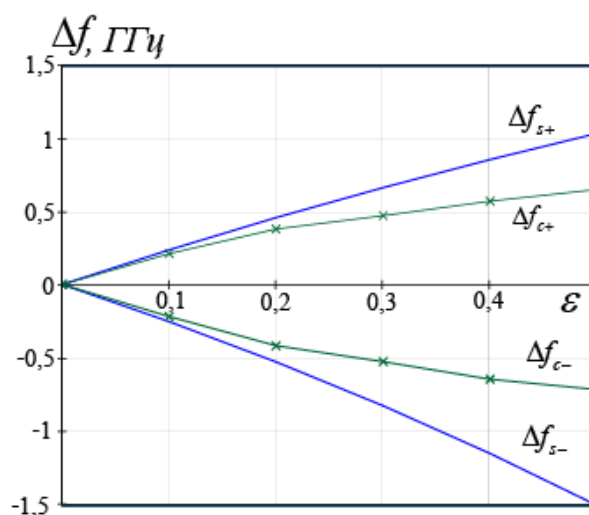


Рисунок 2.4 – Полосы синхронизма $\Delta\omega_s$ и захвата $\Delta\omega_c$ относительно параметра фазовой синхронизации ε

Согласно рисунку 2.4 наблюдается несимметричность полосы синхронизма при различных знаках начальной расстройки частот СТНО и эталонного генератора. Это связано с нелинейностью модуляционной характеристики (рисунок 1.14).

Из рисунка 2.4 следует, что для увеличения полосы синхронизма и полосы захвата необходимо увеличивать значение ε . Рассмотрим влияние этого параметра на время вхождения в синхронизм при различных частотных расстройках и начальных условиях.

Для определения времени переходного процесса в качестве условия вхождения в синхронизм примем отклонение значения амплитуды не более чем на $U_{ош} / U^0 = \pm 0,003$ от стационарного значения. Данное отклонение в значении амплитуды соответствует точности установления частоты в несколько мегагерц. Начальное значение амплитуды зафиксируем близким к стационарному значению. Вид фазовой траектории, идущей из окрестности неустойчивой особой точки, и приходящей в устойчивое состояние с принятой погрешностью показан на рисунке 2.5.

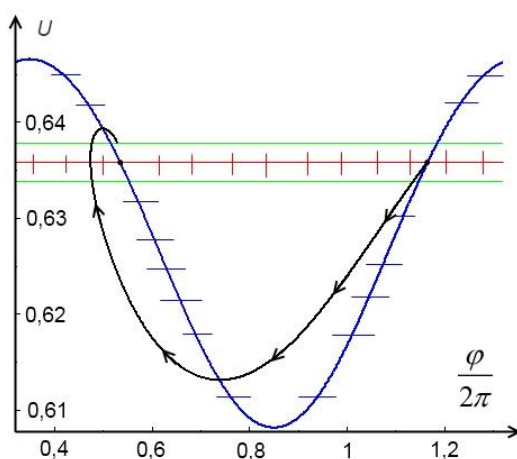


Рисунок 2.5 – Фазовая траектория, идущая из окрестности неустойчивой особой точки, соответствующая максимальному времени вхождения в синхронизм при

$$\varepsilon = 0,1 \text{ и } \Delta\omega / 2\pi = -4,04 \text{ ГГц}$$

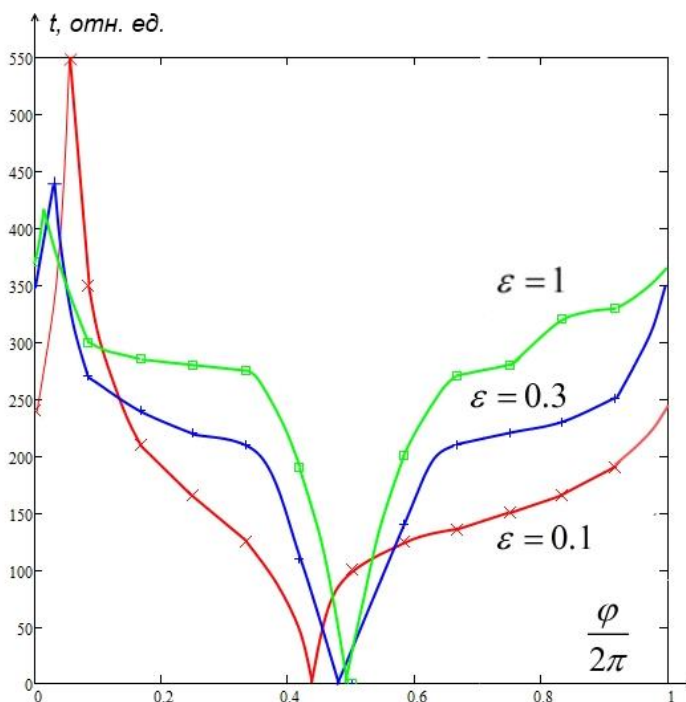


Рисунок 2.6 – Зависимость времени вхождения в синхронизм от начальной разности фаз, при фиксированном $\Delta\omega / 2\pi = -4,04$ ГГц

Если в качестве начальной разности фаз выбрать значение, соответствующее окрестности неустойчивой особой точки, то время вхождения в синхронизм будет максимальным. Если в качестве начальных условий выбрать координаты устойчивой особой точки, то время вхождения в синхронизм равно нулю (рисунок 2.6). Однако если в качестве начального значения амплитуды колебаний выбрать значение, не равное стационарному, то независимо от начальной разности фаз время установления колебаний увеличится.

Для построения зависимостей среднего времени вхождения \bar{t} в синхронизм для разных значений ε и $\Delta\omega$ необходимо усреднить полученные значения t для разных значений начальной фазы. Полученные при моделировании результаты показаны на рисунке 2.7 [32].

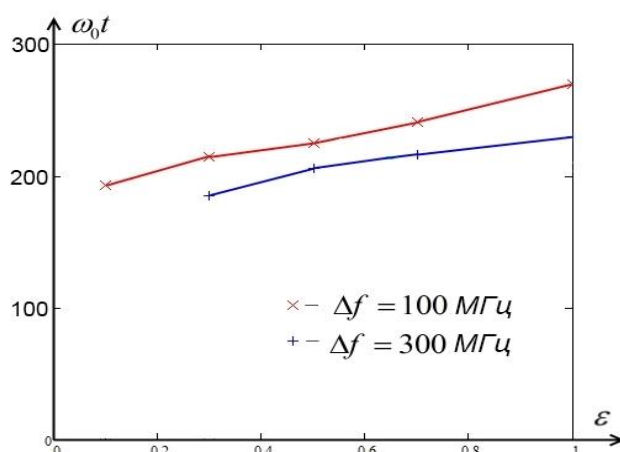


Рисунок 2.7 – Время вхождения в синхронизм от ε для двух значений частотных расстроек

Эквивалентом переходного процесса синхронизации колебаний при увеличении значения ε является переходной процесс затухающих колебаний гармонического маятника при увеличении добротности колебательной системы.

При увеличении ε , как показывает моделирование, увеличивается время вхождения в синхронизм, что существенно для решения практических задач построения системы ФАПЧ СТНО.

2.3 Шумовые характеристики СТНО в системе фазовой автоподстройки

Рассмотрим более подробно шумовые свойства СТНО, кратко уже описанные в параграфе 1.6 [105]. Модель СТНО с учетом влияния шума запишем в виде:

$$\begin{cases} \frac{dU}{dt} = U\Gamma_G [(\zeta - 1) - (\zeta + Q)U^2] + \text{Re}[n(t)e^{-j\varphi}]; \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + NU^2 + \text{Im}\left[\frac{n(t)}{U}e^{-j\varphi}\right]. \end{cases} \quad (2.11)$$

Под действием шумов в СТНО возникают отклонения амплитуды $\delta u(t)$ и фазы $\delta\varphi(t)$ колебаний от стационарных значений:

$$\begin{aligned} U(t) &= U_0 + \delta u(t); \\ \varphi(t) &= \omega t + \delta\varphi(t). \end{aligned} \quad (2.12)$$

Использование (2.12) эквивалентно представлению комплексной амплитуды в виде:

$$\dot{c} = (U_0 + \delta u)e^{i(\omega t + \delta\varphi)}. \quad (2.13)$$

Линеаризуя уравнения (2.11) относительно стационарного значения амплитуды (1.81) и набег фазы с частотой (1.82) перейдем к уравнениям для малых отклонений амплитуды и фазы автономного генератора:

$$\begin{cases} \frac{d\delta u}{dt} = \Gamma\delta u + \sqrt{D}\tilde{n}(t); \\ \frac{d\delta\varphi}{dt} = N_l\delta u + \frac{\sqrt{D}}{U_0}\tilde{n}(t), \end{cases} \quad (2.14)$$

где $\Gamma = \Gamma_G [(\zeta - 1) - 3U^2(\zeta + Q)]$, $N_l = 2NU$.

Уравнения для спектральных плотностей амплитудных и фазовых шумов будут иметь вид:

$$\begin{aligned} S_{\delta u} &= |L_{\delta u}|^2 S_n = D \frac{1}{\omega^2 + \Gamma^2} S_{\tilde{n}}; \\ S_{\delta\varphi} &= |L_{\delta\varphi}|^2 S_n = \left(\frac{D}{U_0^2} \right) \frac{\omega^2 + (N_U + \Gamma)^2}{\omega^4 + \omega^2 \Gamma^2} S_{\tilde{n}}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

где $S_{\tilde{n}}$ - спектральная плотность мощности теплового белого гауссовского шума, ω - отстройка от несущей.

Зависимость амплитудных и фазовых шумов автономного СТНО при разных значениях запаса по самовозбуждению и разных значениях коэффициента неизохронности показаны на рисунках 2.8–2.9. Здесь и далее амплитудные и фазовые шумы будут нормированы на спектральную плотность мощности теплового шума.

При проектировании автогенераторов основной вклад в стабильность выходного колебания вносят фазовые шумы, т.к. их величина на несколько порядков превышает уровень амплитудных шумов. Это характерно для большинства автогенераторов.

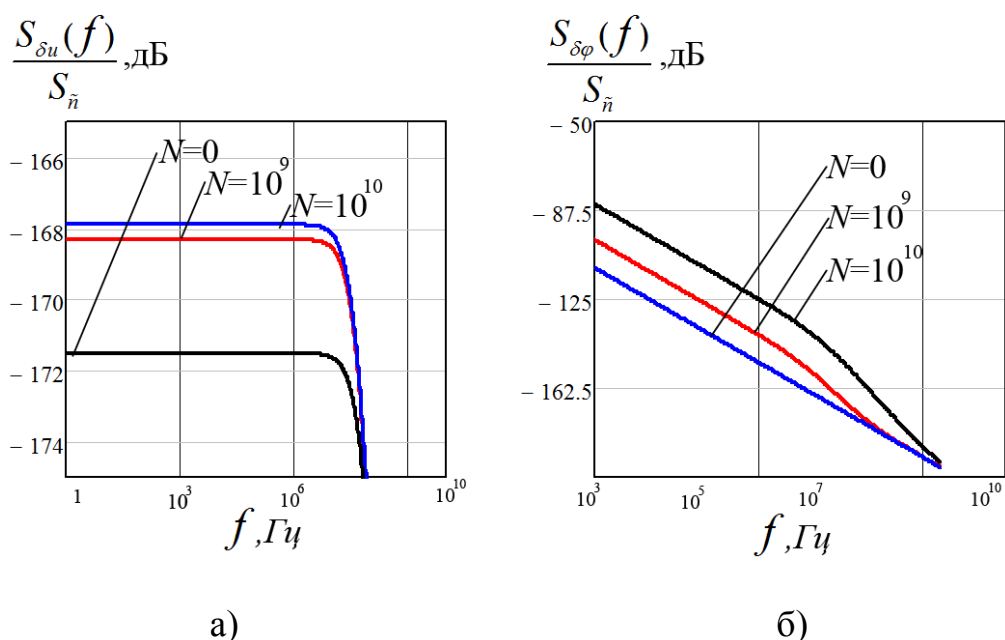


Рисунок 2.8 – Зависимости амплитудных (а) и фазовых (б) шумов автономного СТНО при разных значениях неизохронности

Согласно полученным результатам неизохронность, являясь механизмом для изменения частоты приводит к ухудшению уровня фазовых шумов из-за амплитудно-фазовой конверсии.

Также для уменьшения уровня фазовых шумов необходимо увеличивать значение запаса по самовозбуждению автогенераторов. Это также характерно и для макроскопических автогенераторов.

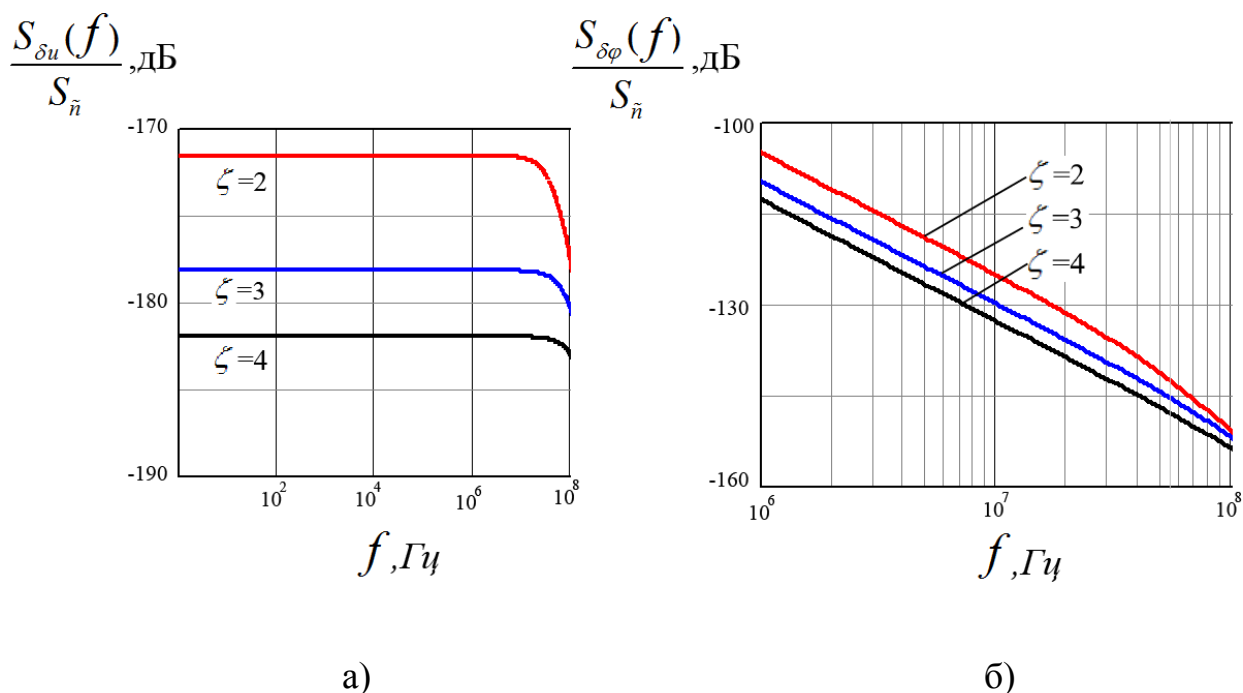


Рисунок 2.9 – Зависимости амплитудных (а) и фазовых (б) шумов автономного СТНО при разных значениях запаса по самовозбуждению

Система укороченных уравнений относительно амплитуды колебаний спиновой волны U и разности фаз опорного и эталонного генераторов $\Delta\varphi$ выводится способом, аналогичным «укорочению» несинхронизированного СТНО и будет иметь следующий вид:

$$\begin{cases} \frac{dU}{dt} = U\Gamma_G [(\zeta - 1 + \varepsilon \sin(\Delta\varphi)) - (\zeta + Q + \varepsilon \sin(\Delta\varphi))U^2] + \text{Re}[n(t)e^{-i\varphi}]; \\ \frac{d\Delta\varphi}{dt} = \Delta\omega_{\text{СТНО}} + NU^2 + \text{Im}\left[\frac{n(t)}{U}e^{-i\varphi}\right]; \\ \Delta\varphi = \varphi - \varphi_{\text{эм}}. \end{cases} \quad (2.16)$$

Существенным является тот факт, что при моделировании необходимо рассматривать систему трех уравнений, два из которых являются дифференциальными.

Динамика системы фазовой автоподстройки СТНО с учетом влияния шумов показана на рисунках 2.10–2.12. Результаты моделирования показывают,

что также как и для несинхронизированного СТНО учет влияния шума приводит к отклонению амплитуды и разности фаз от своих стационарных значений.

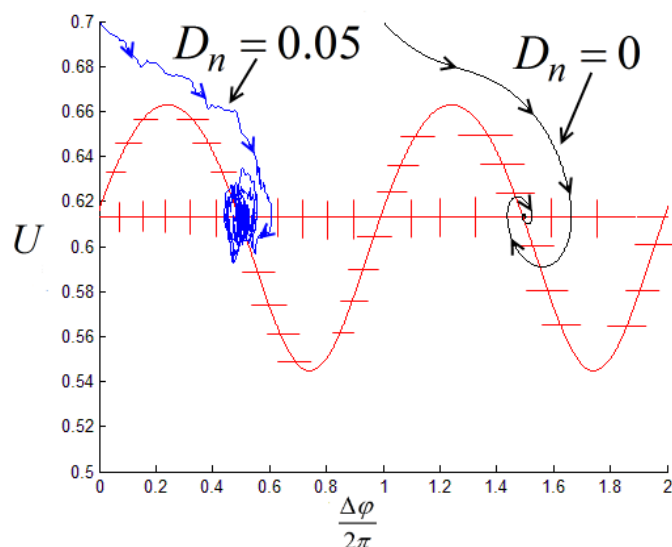


Рисунок 2.10 – Фазовый портрет ФАПЧ СТНО

Линеаризовав систему (2.11) относительно стационарного устойчивого режима, получим:

$$U_0^2 = \frac{\zeta - 1 + \varepsilon \sin(\Delta\varphi_0)}{\zeta + Q + \varepsilon \sin(\Delta\varphi_0)}; \quad (2.16)$$

$$\Delta\varphi_0 = \arcsin\left[\frac{(\zeta - 1) - \gamma(\zeta + Q)}{\varepsilon(\gamma - 1)}\right], \quad (2.17)$$

где $\gamma = \Delta\omega / N$, перейдем к уравнениям относительно малых отклонений:

$$\begin{cases} \frac{d\delta u}{dt} = \Gamma \delta u + E \delta\varphi + \sqrt{D} \tilde{n}(t); \\ \frac{d\delta\varphi}{dt} = N_I \delta u + \frac{\sqrt{D}}{U_0} \tilde{n}(t), \end{cases} \quad (2.18)$$

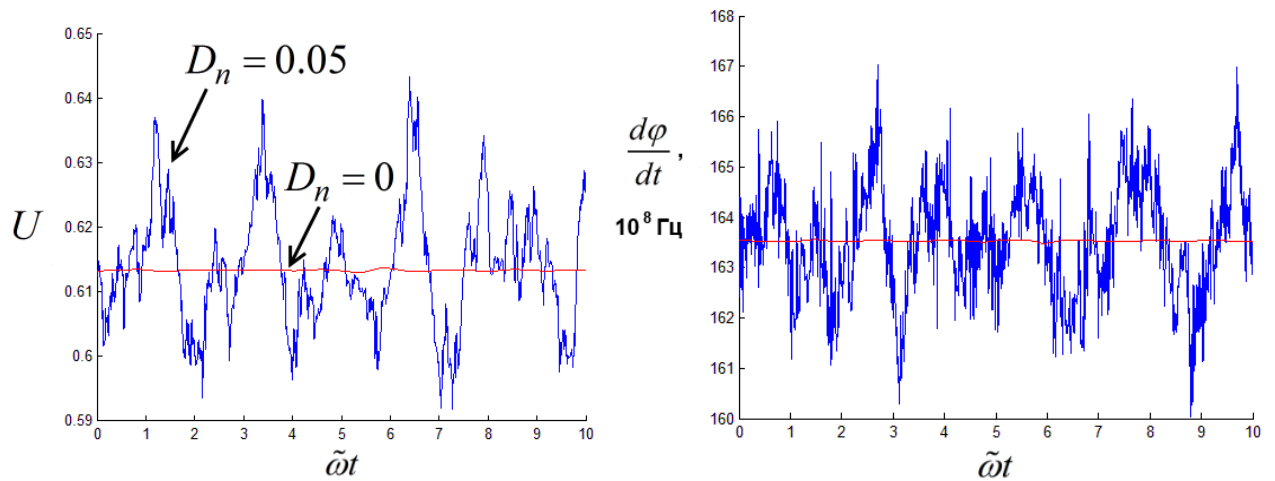


Рисунок 2.11 – Зависимость частоты и амплитуды колебаний от времени при нулевой и ненулевой дисперсиях шума

где Γ и E – коэффициенты линеаризации функции $U\Gamma_G[(\zeta - 1 + \varepsilon \sin(\Delta\varphi)) - (\zeta + Q + \varepsilon \sin(\Delta\varphi))U^2]$ в (2.11) по амплитуде U и разности фаз $\Delta\varphi$, соответственно, $N_l = 2NU_0$ – линеаризованный коэффициент неизохронности.

Особенностью модели (2.18) является то, что с её помощью можно описывать различные механизмы синхронизации, в том числе синхронизацию внешним гармоническим источником при равенстве частот внешнего воздействия и СТНО. В этом случае отличаются только численные значения коэффициентов Γ и E , которые определяются параметрами схемы синхронизации. Синхронизация внешним гармоническим источником будет рассмотрена в главе 3.

Влияние ФАПЧ в уравнениях (2.18) определяется слагаемым $E\delta\varphi$, которое зависит от разности фаз эталонного генератора и СТНО.

Используя спектральный метод ($d/dt = i\omega$), решим неоднородную систему двух линейных уравнений:

$$\begin{aligned}
(i\omega - \Gamma)\delta u - E\delta\varphi &= \sqrt{D}\tilde{n}(t); \\
-N\delta u + (i\omega)\delta\varphi &= \frac{\sqrt{D}}{U_0}\tilde{n}(t).
\end{aligned}
\tag{2.19}$$

В результате получим выражения для амплитудного и фазового шума СТНО:

$$\begin{aligned}
\delta u &= \sqrt{D} \frac{(i\omega) + \frac{E}{U_0}}{(i\omega - \Gamma) - EN} \tilde{n}(t) = L_u \tilde{n}; \\
\delta\varphi &= \sqrt{D} \frac{N + \frac{(i\omega - \Gamma)}{U_0}}{i\omega(i\omega - \Gamma) - EN} \tilde{n}(t) = L_\varphi \tilde{n}.
\end{aligned}
\tag{2.20}$$

Аналогично для автономного ($E = 0$) СТНО:

$$\begin{aligned}
\delta u &= \left[\sqrt{D} \frac{1}{(i\omega - \Gamma)} \right] \tilde{f} = L'_u \tilde{n}; \\
\delta\varphi &= \left[\sqrt{D} \frac{N + \frac{(i\omega - \Gamma)}{U_0}}{i\omega(i\omega - \Gamma)} \right] \tilde{f} = L'_\varphi \tilde{n}.
\end{aligned}
\tag{2.21}$$

Перейдем к уравнениям для спектральных плотностей:

$$\begin{aligned}
S_{\delta u} &= |L_{\delta u}|^2 S_f = D \frac{\omega^2 + E_U^2}{(-\omega^2 - EN_l)^2 + \omega^2 \Gamma^2} S_n; \\
S_{\delta\varphi} &= |L_{\delta\varphi}|^2 S_f = \left(\frac{D}{U_0^2} \right) \frac{\omega^2 + (N_U + \Gamma)^2}{(-\omega^2 - EN_l)^2 + \omega^2 \Gamma^2} S_n; \\
S_{\delta u\varphi} &= D \frac{i\omega(N + E_U^2) + E_U^2 \Gamma}{(-\omega^2 + EN_l)^2 + \omega^2 \Gamma^2} S_n.
\end{aligned}
\tag{2.22}$$

где $E_U = \frac{E}{U_0}$, $E_{U^2} = \frac{E}{U_0^2}$, $N_U = N_l U_0$, S_n – спектральная плотность теплового шума.

Аналогично для автономного ($E = 0$) СТНО:

$$\begin{aligned} S_{\delta u} &= |L_{\delta u}|^2 S_f = D \frac{1}{\omega^2 + \Gamma^2} S_f; \\ S_{\delta \varphi} &= |L_{\delta \varphi}|^2 S_f = \left(\frac{D}{U_0^2} \right) \frac{\omega^2 + (N_U + \Gamma)^2}{\omega^2 (\omega^2 + \Gamma^2)} S_f. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Зависимости спектральных плотностей амплитудных и фазовых флуктуаций при двух значениях температуры показаны на рисунках 2.13,а,б, соответственно. Видно, что значение спектральной плотности фазового шума значительно превышает спектральную плотность амплитудных шумов. Из второго уравнения (2.23) следует, что дисперсия фазового шума не имеет конечного значения. Это связано с тем, что отклонения фазы, вызванные шумами, накапливаются, так как отсутствует возвращающая сила. Это характерно для всех автономных автогенераторов [22, 23].

В случае использования системы ФАПЧ такая возвращающая сила существует, и спектральная плотность имеет конечное значение на нулевой частоте. Соответственно фазовые отклонения со временем в такой системе не накапливаются.

На рисунке 2.13,в построено семейство спектральных характеристик фазового шума синхронизированного СТНО при разных значениях ε . Для каждой зависимости отмечены частоты среза, при превышении которых фазовые шумы синхронизированного СТНО определяются шумами автономного СТНО. Эти частоты определяется линеаризованным коэффициентом фазовой автоподстройки $E(\varepsilon)$, который в свою очередь зависит от коэффициента усиления сигнала ошибки в цепи обратной связи системы ФАПЧ:

$$f = \sqrt{-0,5E(\varepsilon)N_l}. \quad (2.24)$$

Зависимость $f(E)$ показана на рисунке 2.13,г. Из (2.24) следует, что регулируя параметры системы ФАПЧ можно увеличить область частот, в которой, благодаря синхронизации, уменьшаются шумы СТНО.

Исходя из структурной схемы системы ФАПЧ следует, что шумы СТНО при синхронизации не могут быть меньше шумов опорного генератора. Таким образом, в режиме синхронизации при малых отстройках шумы СТНО будут определяться шумами опорного высокостабильного генератора [1, 18].

В работах Славина и Тиберкевича было показано, что за время τ дисперсия автономного СТНО нарастает по следующему закону:

$$\langle \delta \varphi^2(\tau) \rangle = \frac{D_n}{U_0^2} |\tau| + N^2 \frac{D_n U_0^2}{\Gamma} \left(|\tau| - \left(1 - \frac{e^{-2\Gamma|\tau|}}{2\Gamma} \right) \right). \quad (2.25)$$

При больших τ получим диффузионный закон со стационарным приращением:

$$\langle \delta \varphi^2(\tau) \rangle \cong \left(\frac{D_n}{U_0^2} + N^2 \frac{D_n U_0^2}{\Gamma} \right) |\tau|. \quad (2.26)$$

Для определения дисперсии синхронизированного ФАПЧ СТНО вычислим корреляционную функцию по спектрам (2.22). В качестве известных возьмем следующие корреляционные функции и соответствующие спектры:

$$k(\tau) = e^{-\beta|\tau|} \left(\cos \omega_0 \tau + \frac{\beta}{\omega_0} \sin |\omega_0 \tau| \right). \quad (2.27)$$

$$S(\omega) = 4\beta^2 \frac{\omega_0^2 + \beta^2}{(\omega^2 - \omega_0^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2 \omega^2}; \quad (2.28)$$

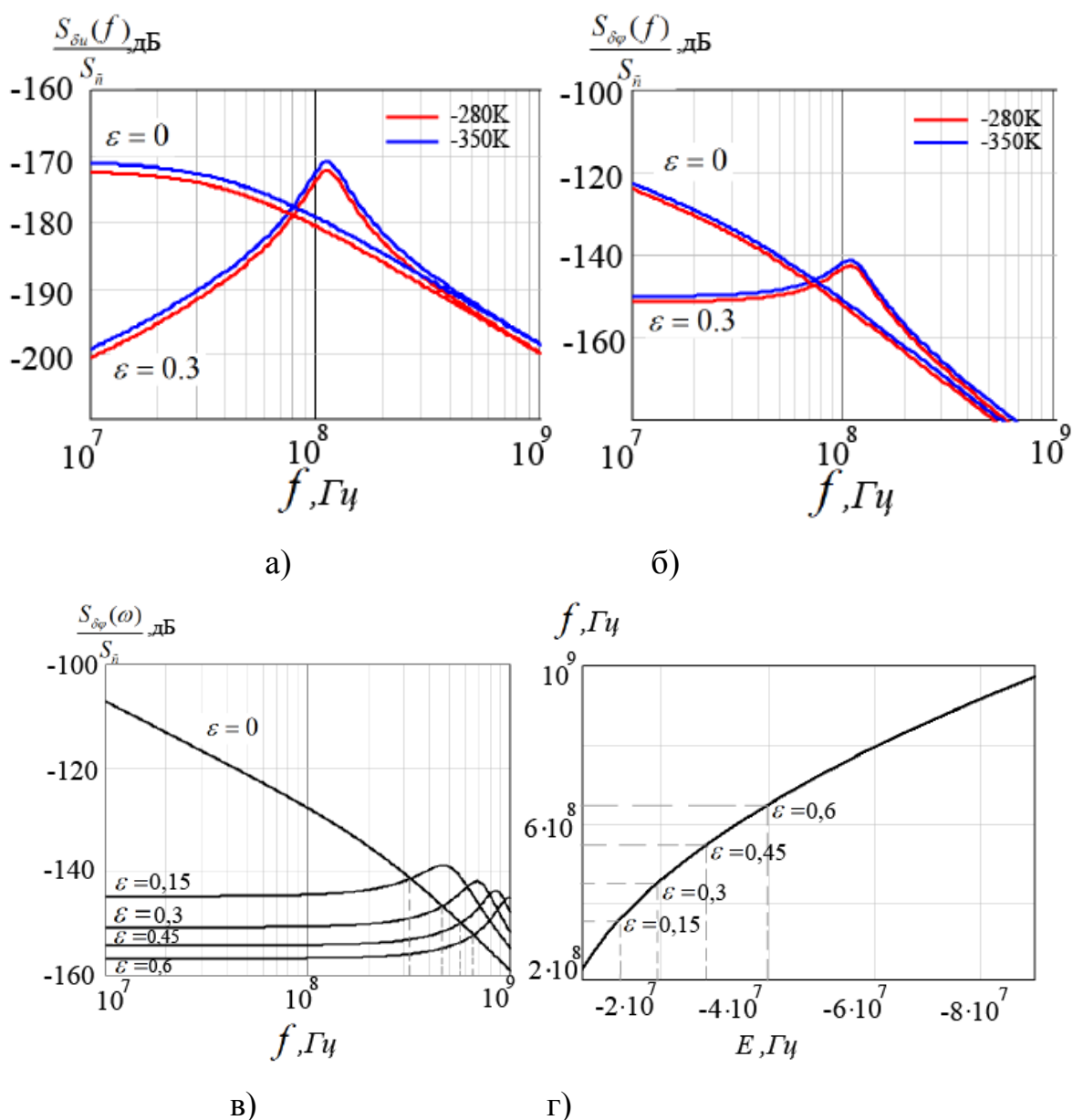


Рисунок 2.13 – Спектральная плотность амплитудных (а) и фазовых (б, в) шумов

СТНО автономного и синхронизированного СТНО при $\Gamma = -26 \cdot 10^8$ Гц,

$$N = 2,096 \cdot 10^{10} \text{ Гц}, E = -2,4 \cdot 10^7 \text{ Гц}, U_0 = 0,621.$$

- а) амплитудные шумы при $T = 280 \text{ К}$ и $T = 350 \text{ К}$ б) фазовые шумы при $T = 280 \text{ К}$ и $T = 350 \text{ К}$ в) фазовые шумы при $\epsilon = 0,15$, $\epsilon = 0,3$, $\epsilon = 0,45$ и $\epsilon = 0,6$ г) область частот, в которой, благодаря синхронизации, уменьшаются шумы СТНО в зависимости от параметра E

$$k(\tau) = e^{-\beta|\tau|} \left(\cos \omega_0 \tau - \frac{\beta}{\omega_0} \sin |\omega_0 \tau| \right); \quad (2.29)$$

$$S(\omega) = 4\beta^2 \frac{\omega^2}{(\omega^2 - \omega_0^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2 \omega^2}. \quad (2.30)$$

Для спектра фазовых флуктуаций введем обозначения:

$$\begin{cases} EN = \omega_0^2 + \beta^2; \\ \Gamma = 2\beta. \end{cases} \quad (2.31)$$

Представим числитель второго уравнения (2.23) в виде:

$$-\omega^2 + (N_U + \Gamma)^2 = 4\beta K_1(\omega_0^2 + \beta^2) + 4\beta K_2(\omega^2). \quad (2.32)$$

Тогда:

$$K_1 = \frac{(\Gamma + N_U)^2}{4\beta EN}, \quad K_2 = -\frac{1}{4\beta}. \quad (2.33)$$

Искомая корреляционная функция тогда будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} k(\tau) = & K_1 e^{-\beta|\tau|} \left(\cos \omega_0 \tau + \frac{\beta}{\omega_0} \sin |\omega_0 \tau| \right) + \\ & + K_2 e^{-\beta|\tau|} \left(\cos \omega_0 \tau - \frac{\beta}{\omega_0} \sin |\omega_0 \tau| \right). \end{aligned} \quad (2.34)$$

Или:

$$\begin{aligned} k(\tau) = & e^{-\beta|\tau|} \left((K_1 + K_2) \cos \omega_0 \tau + \right. \\ & \left. + (K_1 - K_2) \frac{\beta}{\omega_0} \sin |\omega_0 \tau| \right); \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$k_{\varphi}(t_2 - t_1) = \frac{D}{U_0^2} \frac{1}{4\beta EN_l} e^{-\beta|t_2 - t_1|} \left(((\Gamma + N_U)^2 - EN_l) \cos \omega_0 |t_2 - t_1| + \right. \\ \left. + ((\Gamma + N_U)^2 + EN_l) \frac{\beta}{\omega_0} \sin \omega_0 |t_2 - t_1| \right). \quad (2.36)$$

Тогда дисперсия фазовых флуктуаций:

$$\langle \delta \varphi^2 \rangle = k_{\varphi}(0) = \frac{D}{U_0^2} \frac{(\Gamma + N_U)^2 - EN_l}{8\Gamma EN_l}. \quad (2.37)$$

На рисунке 2.15 показаны зависимости дисперсии фазовых флуктуаций для трех типов автогенераторов – автономного изохронного ($E = 0, N_l = 0$), автономного неизохронного ($E = 0$) и синхронизированного неизохронного от нормированного времени τ .

Дисперсия фазовых флуктуаций автономного СТНО нарастает во времени, причем неизохронность приводит к более быстрому нарастанию. Такое поведение принято называть случайным или броуновским блужданием, это характерно для всех фазовых флуктуаций автономных автогенераторов. При использовании системы синхронизации существует сила, стабилизирующая фазу колебаний автогенератора. Поэтому дисперсия имеет постоянное значение, независящее от времени наблюдения.

Таким образом, проведен анализ шумовых характеристик синхронизированного цепью ФАПЧ СТНО и их сравнение с характеристиками автономного СТНО. Были получены и построены спектральные плотности амплитудных и фазовых флуктуаций. Проведенный статистический анализ имеет важное значение при построении стабильных миниатюрных генераторов на базе СТНО.

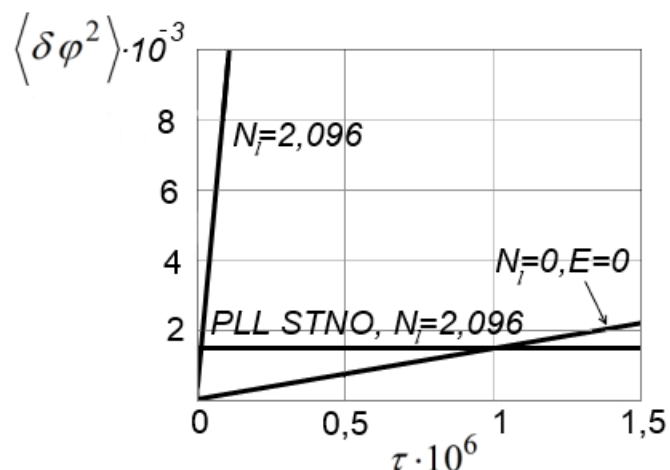


Рисунок 2.15 – Зависимость дисперсии автономного изохронного, автономного неизохронного и синхронизированного неизохронного СТНО от времени наблюдения

2.4 Выводы по главе 2

В главе исследованы динамические и шумовые свойства СТНО, синхронизированного системой ФАПЧ. Для этого получена и описана математическая модель системы синхронизации в виде укороченных уравнений для амплитуды колебаний и разности фаз СТНО и эталонного генератора. Эта модель исследовалась методами теории нелинейных колебаний.

Методом фазовой плоскости была исследована нелинейная динамика систем синхронизации, были определены стационарные значения амплитуды и разности фаз, были определены типы особых точек в системе, виды бифуркаций. Фазовые портреты строились в координатах амплитуда и разность фаз, в отличие от классических систем ФАПЧ, где фазовые портреты строились в координатах – разность фаз и первая производная разности фаз. Исследование методом фазовой плоскости показало наличие полосы захвата в бесфильтровой системе фазовой автоподстройки частоты СТНО. Это является отличием от классических систем

ФАПЧ, в которых полоса захвата наблюдается только в системах ФАПЧ с фильтром [24].

Значение полосы захвата было определено методом численного имитационного моделирования, путем перебора начальных условий. Значения расстройки частот, для которых существуют начальные условия, при которых система не переходит в устойчивый стационарный режим соответствует полосе захвата. Также методом численного моделирования было определено время вхождения в синхронизм.

Задачей синхронизации является улучшение шумовых свойств СТНО. Использование перехода к линеаризованным уравнениям для малых отклонений относительно стационарных значений амплитуды и фазы и использование спектрального метода позволило определить частотные коэффициенты передачи для источника теплового шума внутри автогенератора и определить фазовые и амплитудные шумы синхронизированных неизохронных автогенераторов.

Показано, что использование системы синхронизации цепью ФАПЧ позволяет уменьшить уровень амплитудных и фазовых шумов выходного колебания.

Также даны рекомендации по выбору параметров СТНО и системы ФАПЧ для получения минимального уровня фазовых шумов, увеличения полос синхронизма и захвата, и уменьшения времени вхождения в синхронизм.

Далее проведем сравнение свойств систем синхронизации цепью ФАПЧ и внешним гармоническим воздействием.

3 Система синхронизации спин–трансферного наноосциллятора внешним гармоническим воздействием

3.1 Введение

Синхронизация внешним гармоническим воздействием (ВГВ) является одним из возможных способов синхронизации автогенераторов, с целью уменьшения уровня фазовых шумов автогенераторов. В данной главе исследуются динамические и шумовые свойства неизохронных автогенераторов, синхронизированных ВГВ на примере СТНО. В качестве ВГВ может выступать переменный ток, подаваемый на СТНО, или переменное внешнее магнитное поле, как было показано в параграфе 1.7.

В параграфе 3.2 описана динамика системы синхронизации, построены области синхронизма и проведено сравнение полосы синхронизма системы синхронизации ВГВ с системой ФАПЧ. В параграфе 3.3 построены зависимости амплитудных и фазовых шумов СТНО при разных температурах СТНО и разных амплитудах внешнего воздействия. В параграфе 3.4 проведено сравнение шумовых свойств СТНО, синхронизированных ВГВ и ФАПЧ.

3.2 Динамические характеристики системы синхронизации внешним гармоническим воздействием

В качестве математической модели СТНО при гармоническом внешнем воздействии примем модель, полученную в работе [123] А. Славиным и В. Тиберкевичем, записываемую относительно комплексной амплитуды спиновой волны \dot{c} в следующем виде [30]:

$$\frac{d\dot{c}}{dt} + j(\omega_0 + N|\dot{c}|^2)\dot{c} + \Gamma_G(1 + Q|\dot{c}|^2)\dot{c} - \sigma I(1 - |\dot{c}|^2)\dot{c} = \Lambda \cdot e^{-j\omega_{\text{вн}}t - j\varphi_{\text{вн}}}, \quad (3.1)$$

где Λ – нормированная амплитуда внешнего воздействия, а $\omega_{\text{вн}}$ – его частота. Левая часть уравнения (3.1) совпадает с (1.72), соответственно параметры, определяющие динамические свойства СТНО будем использовать такие же, как и в параграфе 1.6.

Используем подход, аналогичный описанному в параграфе 2.2. Методом медленно–меняющихся амплитуд получим укороченные уравнения относительно амплитуды спиновой волны, генерируемой СТНО и разности фаз СТНО и ВГВ $\Psi(t) = \varphi - \varphi_{\text{вн}} + (\omega - \omega_{\text{вн}})t$.

$$\begin{cases} \frac{dU}{dt} = \Lambda \cos \Psi + \Gamma_G U \cdot (a_0 - U^2); \\ \frac{d\Psi}{dt} = \Delta\omega + NU^2 - \frac{\Lambda}{U} \sin \Psi. \end{cases}, \quad (3.2)$$

где $\Delta\omega = \omega_0 - \omega_{\text{вн}}$, $a_0 = \frac{\sigma I - \Gamma_G}{\sigma I + Q\Gamma_G}$.

Приравняем левые части (3.2) к нулю, оставим в правых частях только тригонометрические функции и возводя полученные выражения в квадрат и складывая, получим уравнение:

$$\Lambda^2 = P_0(\Delta\omega + N \cdot P_0)^2 + \Gamma_G^2 P_0(a_0 - P_0)^2, \quad (3.3)$$

где $P_0 = U^2$ – стационарная мощность синхронизированного СТНО. Уравнение (3.3) является алгебраическим уравнением третьего порядка относительно P_0 . Решая уравнение (3.3) относительно $\Delta\omega$ можно сократить порядок уравнения до второго, тем самым упростив задачу построения резонансных кривых.

$$\Delta\omega^2 + 2\Delta\omega NP_0 + \Gamma_G^2 (a_0 - P_0)^2 - \frac{\Lambda^2}{P_0} = 0. \quad (3.4)$$

Для построений резонансных кривых, показанных на рисунке 3.1 зададим следующие параметры системы: $\omega_0 / 2\pi = 12,46 \text{ ГГц}$, $\Gamma_G = a_G \omega_0 / 2\pi = 1,246 \cdot 10^8 \text{ Гц}$, $N = 0,1 \cdot \Gamma_G = 1,246 \cdot 10^7 \text{ ГГц}$. Амплитуда внешнего воздействия Λ имеет ряд значений: $\Lambda = 0,2 \cdot \Gamma_G$, $\Lambda = 0,4 \cdot \Gamma_G$, $\Lambda = 0,5 \cdot \Gamma_G$, $\Lambda = 0,6 \cdot \Gamma_G$, $\Lambda = 0,7 \cdot \Gamma_G$, $\Lambda = 0,8 \cdot \Gamma_G$.

Из второго уравнения системы (3.2), при условии равенства нулю производной разности фаз, можно найти относительную разность фаз $\Psi(t)$ и построить ФЧХ при тех же значениях Λ :

$$\Psi(\Delta\omega) = \arcsin\left(\frac{\Delta\omega + N \cdot U^2}{\Lambda} \cdot U\right). \quad (3.5)$$

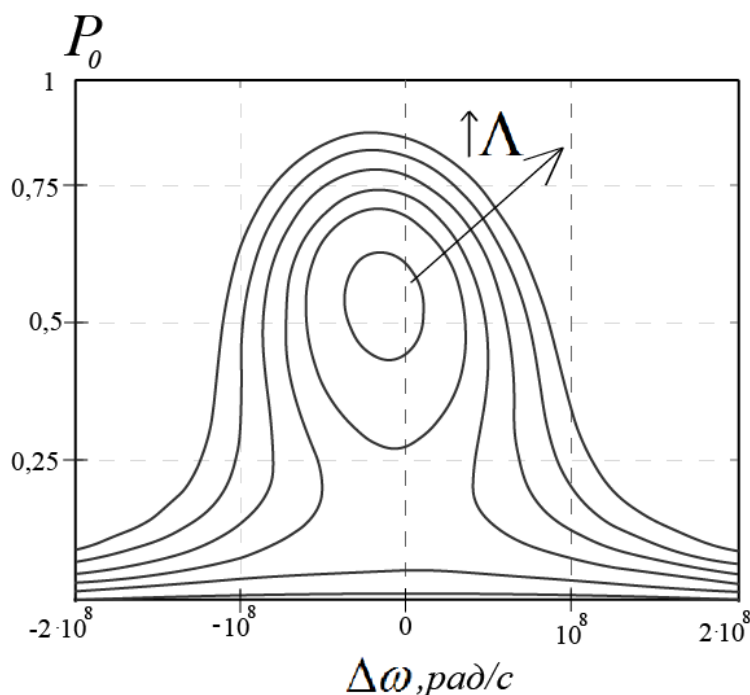


Рисунок 3.1 – Резонансные кривые

Из рисунка 3.2 можно сделать вывод, что с ростом амплитуды внешнего воздействия Λ крутизна фазовой характеристики падает. Также с ростом Λ увеличивается линейность фазовой характеристики.

Проведем анализ динамики спин–трансферного наноосциллятора при периодическом внешнем воздействии методом фазовой плоскости.

При малых амплитудах внешнего воздействия в зоне синхронизма (рисунок 3.3) имеются три неподвижные точки – две неустойчивые (фокус и седло) и одна устойчивая (узел). При увеличении $\Delta\omega$ на границе зоны синхронизма происходит седло–узловая бифуркация, с исчезновением устойчивого узла и седла и рождением предельного цикла. Система при этом находится в асинхронном режиме.

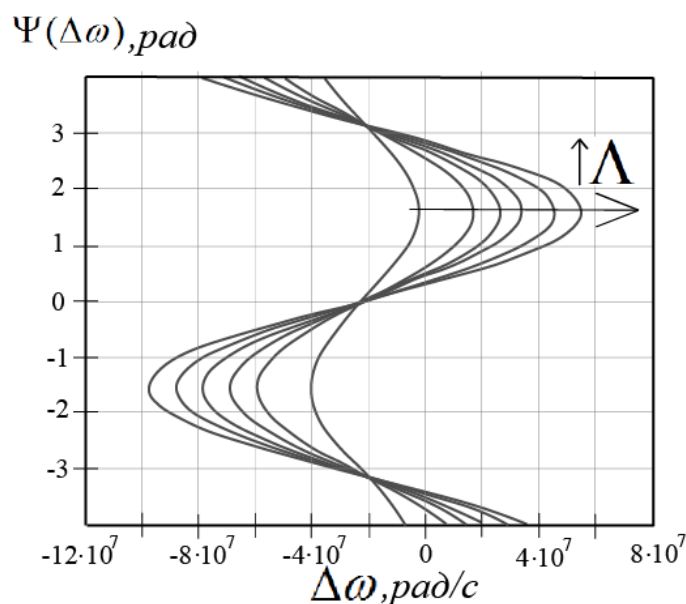


Рисунок 3.2 – Фазовые характеристики

При увеличении амплитуды внешнего воздействия в зоне синхронизма две неустойчивые точки – фокус и седло начинают сближаться. Затем они сливаются и исчезают. В результате имеется только одна устойчивая точка – узел, отвечающая за установившийся режим. Далее при увеличении $\Delta\omega$ устойчивый узел превращается в устойчивый фокус и далее, теряя устойчивость, рождается

предельный цикл, что соответствует бифуркации Андронова–Хопфа. При дальнейшем увеличении $\Delta\omega$ размеры предельного цикла возрастают.

Таким образом, плоскость параметров – амплитуда воздействия и разность частот $(\Lambda, \Delta\omega)$ может быть разделена на области, характеризующие зоны с различным бифуркационным сценарием. Соответствующая плоскость параметров с зоной синхронизма и линией седло–узловой бифуркации показана на рис. 3.3.

Обсудим теперь различие в синхронизации СТНО внешним воздействием и с помощью кольца ФАПЧ. Соответствующие этим двум системам зоны синхронизма приведены на рисунке 3.3. При этом в качестве амплитуды внешнего воздействия принята относительная величина коэффициента фазовой автоподстройки \mathcal{E} . Связь между Λ и \mathcal{E} определяется следующим выражением [123]:

$$\Lambda = -\frac{\sigma \cdot \mathcal{E} \cdot I \cdot \tan \gamma_p}{2\sqrt{2}}, \quad (3.6)$$

где γ_p – угол между направлением намагниченности закрепленного слоя и плоскостью образца. На рисунке 3.3 представлены границы зоны синхронизма для двух случаев: при $\gamma_p = 10^\circ$ ширина зоны синхронизма $\Delta\omega_{c2}$ при внешней синхронизации меньше, чем $\Delta\omega_{c1}$ для схемы ФАПЧ. При $\gamma_p = 80^\circ$ эффективность внешней синхронизации гармоническим током выше, чем схемой ФАПЧ ($\Delta\omega_{c3} > \Delta\omega_{c1}$) при справедливости (3.6). Таким образом, для заданной структуры СТНО можно подобрать такой угол γ_p , при котором ширины областей синхронизации совпадают.

Примем следующие параметры для построения фазовых траекторий: $a = 0,1$, $\Lambda / \Gamma' = 0,2$, $N = \Gamma'$. Построим фазовые траектории при разных расстройках:

Для анализа динамических процессов системы синхронизации мы воспользовались методом фазовой плоскости. На рисунках 3.4 и 3.5 представлены фазовые портреты системы при различных значениях $\Delta\omega$. Розовым цветом

отмечены изоклины горизонтальных и вертикальных касательных. В месте пересечения ИВК и ИГК находятся особые точки типа устойчивый фокус.

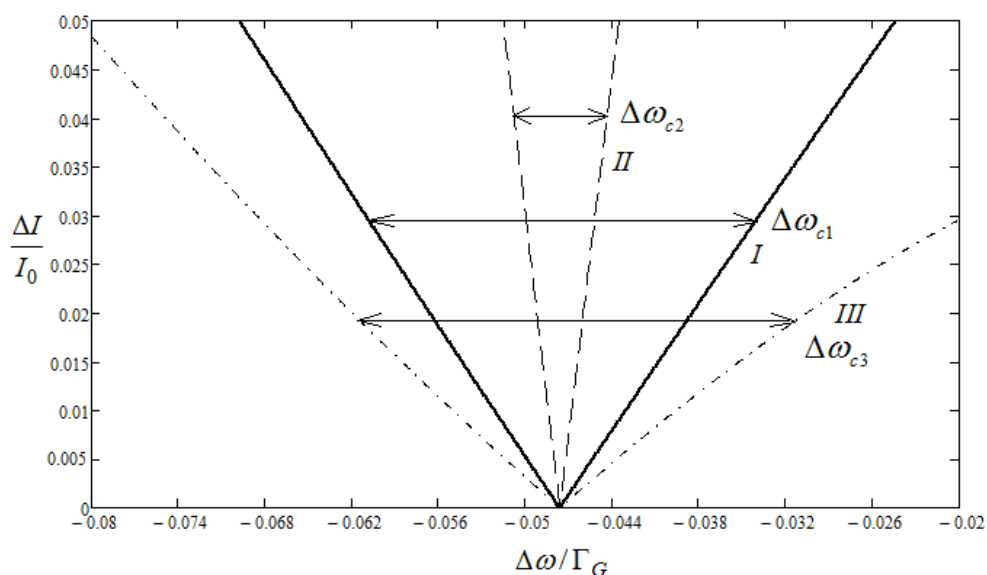


Рисунок 3.3 – Границы зон синхронизма для схемы синхронизированного, неизохронного СТНО ($N = \Gamma_G, a = 0,5$) кольцом ФАПЧ (I, $\Delta\omega_{c1}$) и внешним гармоническим воздействием при $\gamma_p = 10^\circ$ (II, $\Delta\omega_{c2}$) и $\gamma_p = 80^\circ$ (III, $\Delta\omega_{c3}$)

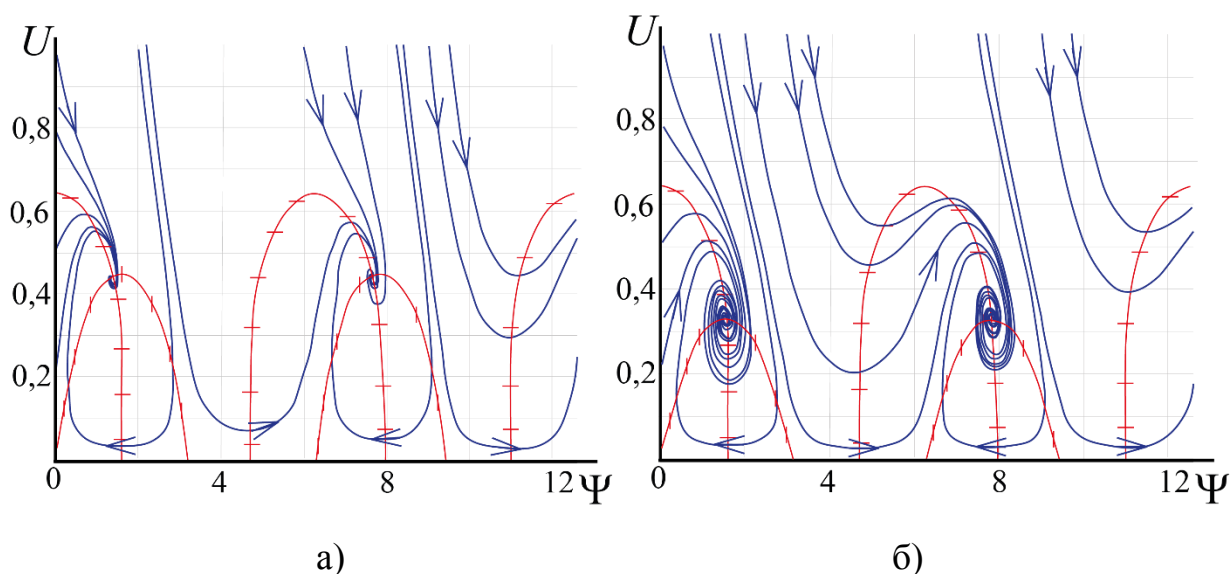


Рисунок 3.4 – Фазовый портрет при $\Delta\omega = 0,25N$ (а) и $\Delta\omega = 0,5N$ (б)

Построим фазовые траектории для еще больших $\Delta\omega$ (рисунок 3.5). На рисунке 3.5 (а) можно видеть бифуркацию перехода устойчивого фокуса в предельный цикл.

Рассмотрим фазовый портрет при отрицательном значении $\Delta\omega$ (рисунок 3.6). Сравнивая полученную зависимость с рисунком 3.3 видим, что фазовые портреты не симметричны относительно $\Delta\omega$. Этот результат согласуется с результатами, полученными в главе 2.

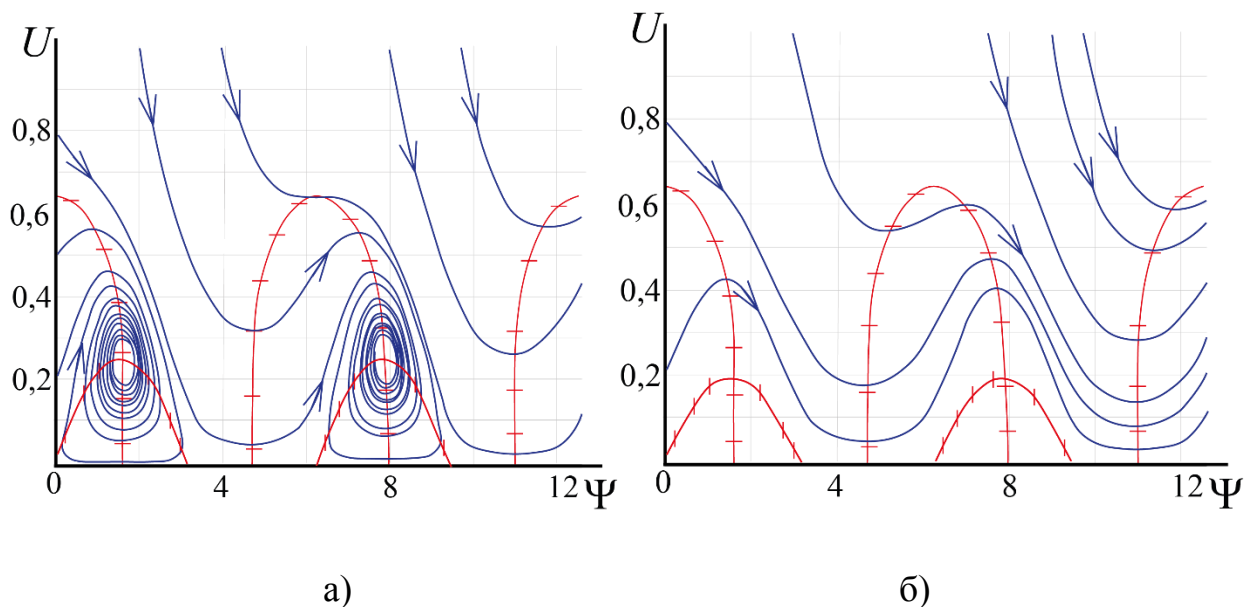


Рисунок 3.5 – Фазовый портрет при различных значениях $\Delta\omega$

а) $\Delta\omega = 0,75N$, б) $\Delta\omega = N$

Рассмотрим подробнее картину биений. Для заданных начальных условий найдем приблизительное значение частотной расстройки $\Delta\omega$, при которой происходит бифуркация слияния входящей и выходящей сепаратрис.

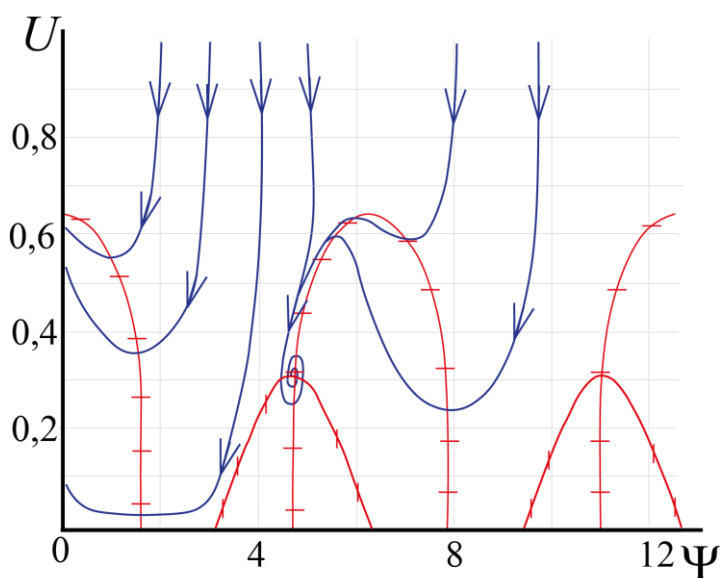


Рисунок 3.6 – Фазовый портрет при $\Delta\omega = -0,75N$

На рисунке 3.7 можно видеть момент слияния выходящей и входящей сепаратрис. Таким образом для заданных начальных условий найдена расстройка $\Delta\omega$, при которой система переходит в асинхронный режим.

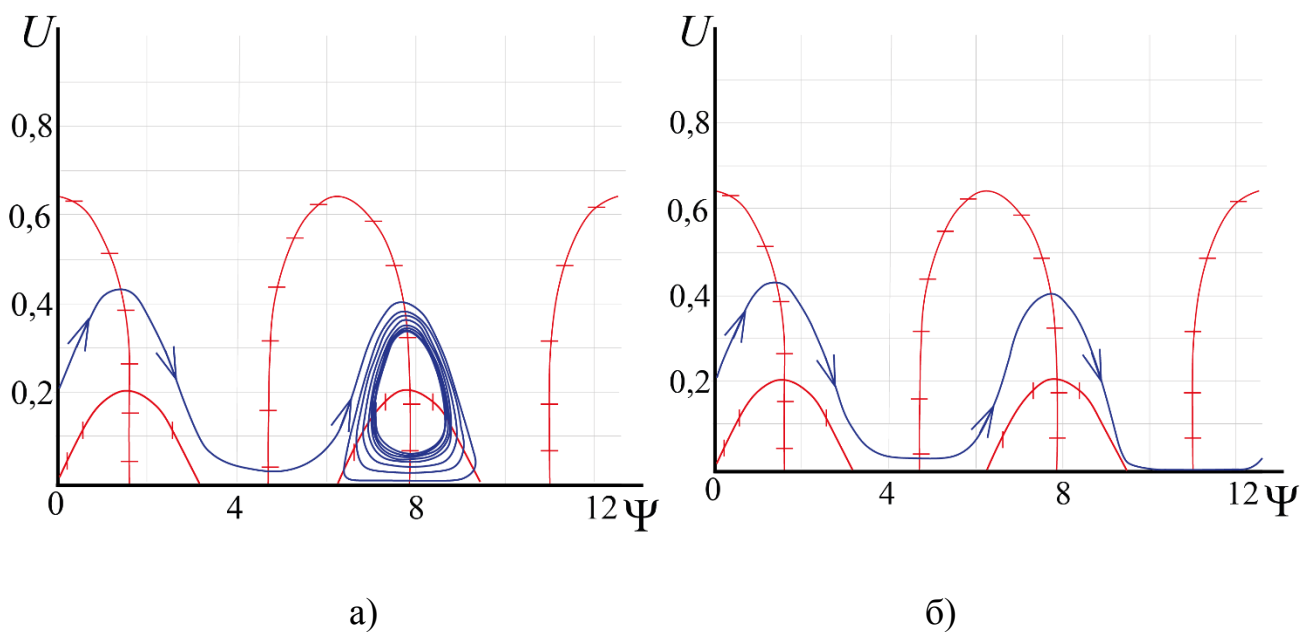


Рисунок 3.7 – Фазовый портрет при а) $\Delta\omega = 0,94 \cdot N$, б) $\Delta\omega = 0,945 \cdot N$

3.3 Амплитудные и фазовые шумы СТНО, синхронизированного внешним гармоническим воздействием

Рассмотрим систему (3.2) с учетом шумовой составляющей:

$$\begin{cases} \frac{dU}{dt} = \Lambda \cos \Psi + \Gamma_G U \cdot (a_0 - U^2) + \operatorname{Re}(\sqrt{D} \tilde{n}(t)); \\ \frac{d\Psi}{dt} = \Delta\omega + NU^2 - \frac{\Lambda}{U} \sin \Psi + \operatorname{Im}\left(\frac{\sqrt{D}}{U_0} \tilde{n}(t)\right), \end{cases} \quad (3.7)$$

где D – дисперсия шума, определяющая эффективную амплитуду шумовых колебаний, определяемая из (1.85), $n(t)$ – эквивалентный белый гауссовский шум.

Проведем линеаризацию данной системы относительно стационарных значений амплитуды и разности фаз и перейдем к уравнениям для малых отклонений δU и $\delta\Psi$:

$$\begin{cases} \frac{d\delta U}{dt} = \Gamma \delta U + E \delta\Psi + \operatorname{Re}(\sqrt{D} \tilde{n}(t)); \\ \frac{d\delta\Psi}{dt} = N_l \delta U + M \delta\Psi + \operatorname{Im}\left(\frac{\sqrt{D}}{U_0} \tilde{n}(t)\right), \end{cases} \quad (3.8)$$

где $\Gamma = \Gamma'_G(a_0 - 3U_0^2)$, $E = -\Lambda \sin(\Psi_0)$, $N_l = 2NU_0 + \frac{\Lambda}{U_0^2} \sin(\Psi_0)$, $M = -\frac{\Lambda}{U_0} \cos(\Psi_0)$.

Аналогично (2.11–2.20) перейдем к спектральным плотностям амплитудных и фазовых шумов:

$$S_{\delta U} = D \frac{\left(\frac{E}{U_0} - M\right)^2 + \omega^2}{(-\omega^2 + M\Gamma - EN_l)^2 + \omega^2(M + \Gamma)^2} S_n; \quad (3.9)$$

$$S_{\delta \Psi} = \frac{D}{U_0^2} \frac{\left(N_l - \frac{\Gamma}{U_0}\right)^2 + \omega^2}{(-\omega^2 + M\Gamma - EN_l)^2 + \omega^2(M + \Gamma)^2} S_n.$$

При отсутствии внешнего воздействия ($M = 0$, $E = 0$):

$$S_{\delta U} = |L_{\delta U}|^2 S_f = D \frac{\omega^2}{\omega^2(\omega^2 + \Gamma^2)} S_n; \quad (3.10)$$

$$S_{\delta \Psi} = |L_{\delta \Psi}|^2 S_f = \frac{D}{U_0^2} \frac{\left(N_l - \frac{\Gamma}{U_0}\right)^2 + \omega^2}{\omega^2(\omega^2 + \Gamma^2)} S_n,$$

где S_n – спектральная плотность теплового шума.

На рисунке 3.8 показаны нормированные спектральные плотности амплитудных и фазовых шумов при различных температурах (280,350К) и режимах СТНО (автономного, синхронизированного ВГВ).

На рисунке 3.9 показаны спектральные плотности амплитудных и фазовых шумов при различных значениях амплитуды внешнего воздействия. Увеличение амплитуды внешнего воздействия приводит к увеличению ослабления фазовых шумов. Также увеличивается максимальное значение отстроек частоты от частоты колебаний СТНО, при которых можно получить выигрыш в уровне фазовых шумов. Аналогичный эффект проявляется и для амплитудных шумов. Но, как и для системы синхронизации с помощью цепи ФАПЧ, амплитудные шумы на несколько порядков меньше, поэтому основной вклад в расширение спектральной линии вносят фазовые шумы.

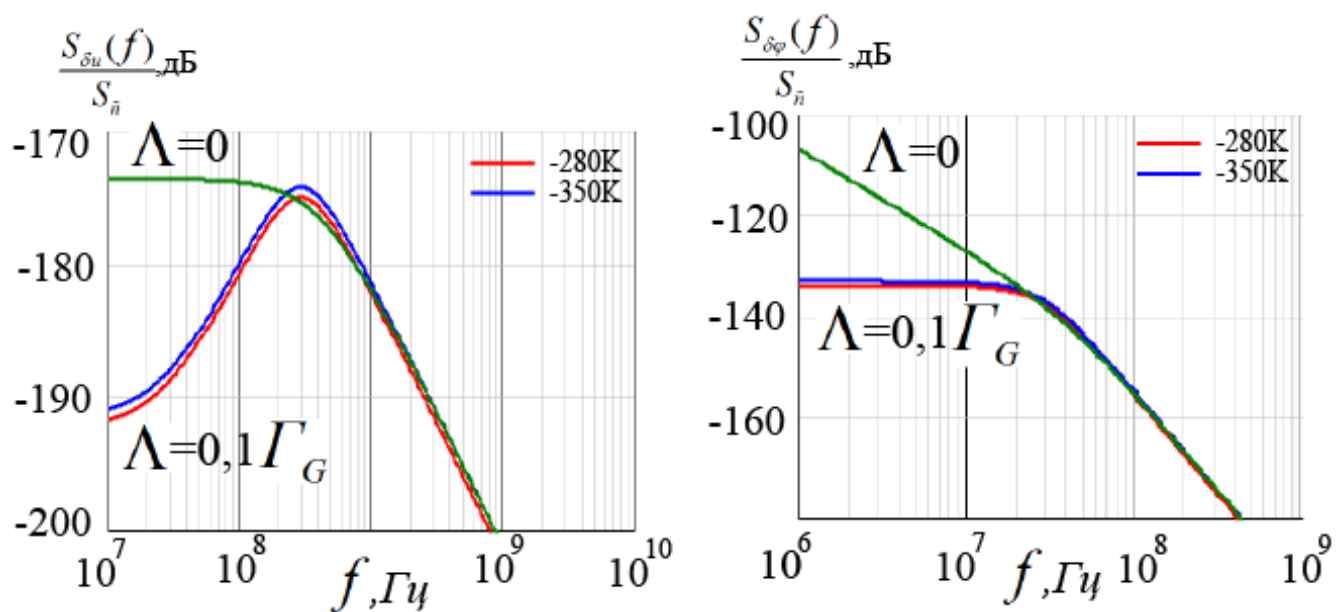


Рисунок 3.8 – Спектральная плотность амплитудных и фазовых шумов при различных температурах (280,350К) и режимах работы СТНО (автономного и синхронизированного)

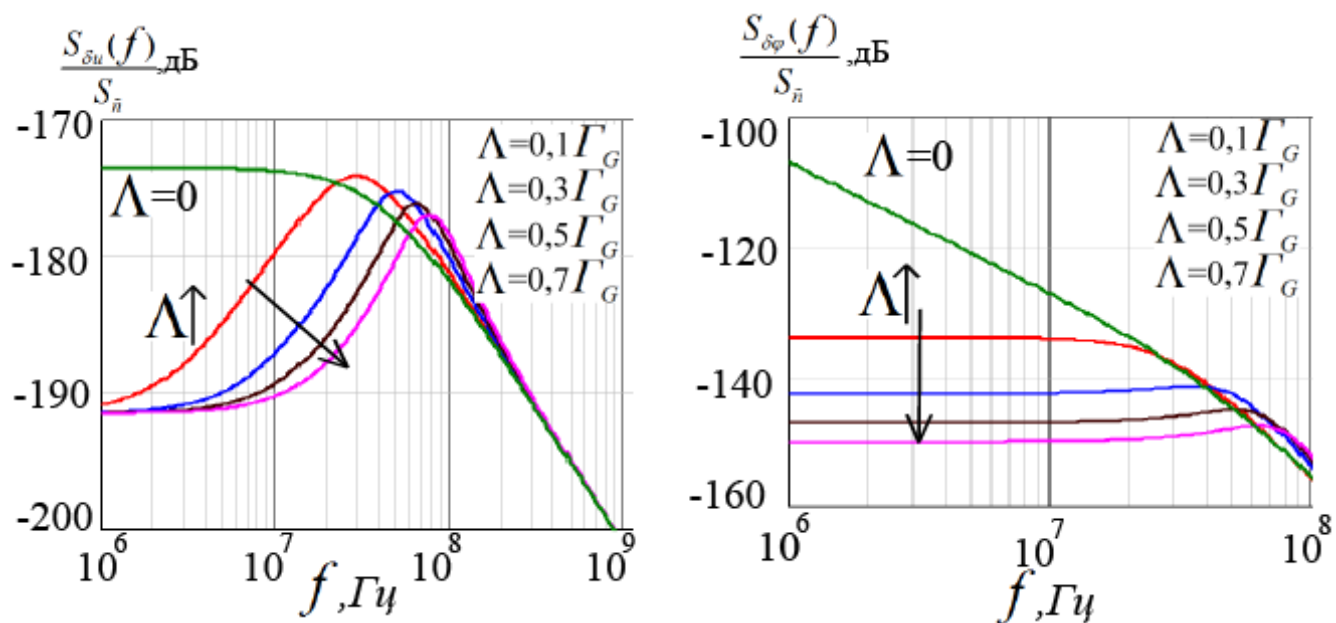


Рисунок 3.9 – Спектральные плотности амплитудных и фазовых шумов при различных значениях амплитуды внешнего воздействия

3.4 Сравнение шумовых характеристик синхронизации СТНО системой ФАПЧ и внешним воздействием

Сравним результаты, полученные в этой главе с результатами, полученными во второй главе. Построим зависимости амплитудных и фазовых шумов в случаях синхронизации СТНО внешним воздействием и кольцом ФАПЧ при различных параметрах системы. Для синхронизации кольцом ФАПЧ это будет коэффициент усиления в цепи обратной связи кольца \mathcal{E} а для синхронизации внешним воздействием возьмем его нормированную амплитуду Λ (рисунок 3.10).

Как видно из полученных зависимостей можно подобрать такие параметры синхронизации, чтобы ослабление уровня фазовых шумов было одинаковым для обеих систем. При этом лучшее ослабление амплитудных шумов обеспечивается системой ФАПЧ [43, 54].

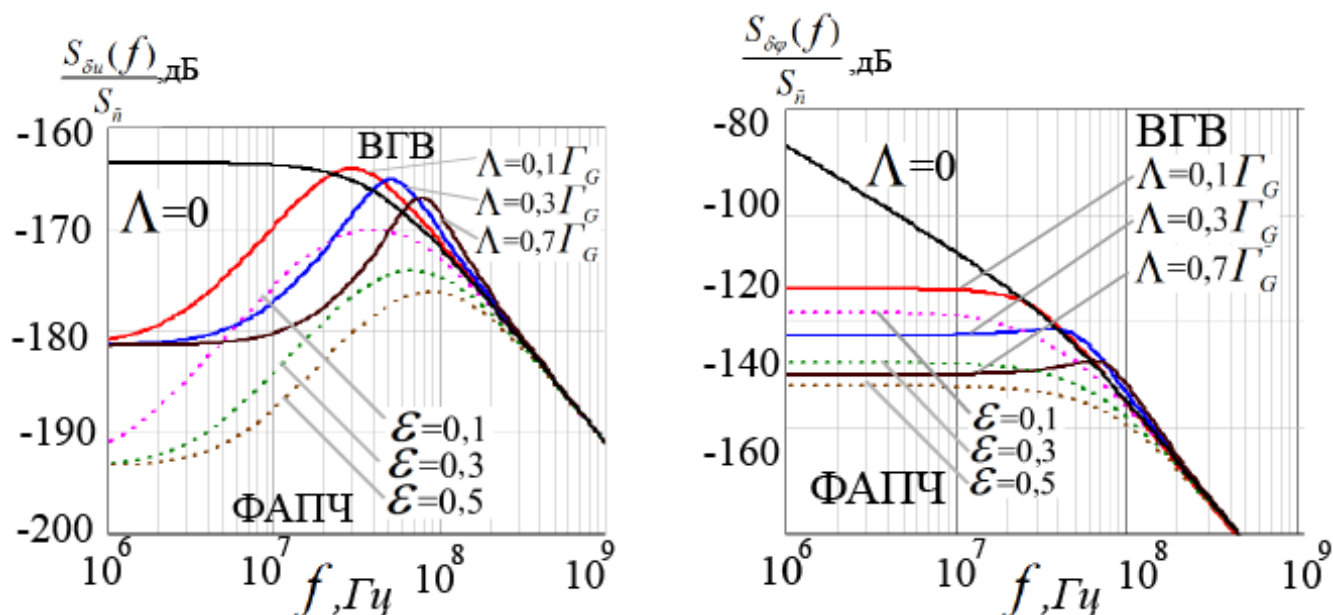


Рисунок 3.10 – Спектральная плотность амплитудных и фазовых шумов при различных режимах синхронизации СТНО (кольцом ФАПЧ, внешним воздействием)

3.5 Выводы по главе 3

В данной главе получена и описана система синхронизации ВГВ неизохронных автогенераторов на примере СТНО. Для этого получены укороченные уравнения для амплитуды колебаний и разности фаз СТНО и эталонного генератора.

Нелинейные динамические свойства системы синхронизации ВГВ были исследованы методом фазовой плоскости. Были определены типы особых точек, их устойчивость, типы и условия бифуркаций основные режимы при изменении расстройки частот эталонного генератора и СТНО $\Delta\omega$. Были получены значения полосы синхронизма и захвата. Было определено влияние основного параметра синхронизации ВГВ – нормированной амплитуды внешнего воздействия Λ на динамические свойства системы синхронизации СТНО.

В данной главе получены зависимости коэффициента передачи амплитудных и фазовых шумов от расстройки от частоты колебаний при различных температурах и различных значениях амплитуды внешнего воздействия. Было показано, что использование системы синхронизации ВГВ позволяет уменьшить уровень амплитудных и фазовых шумов выходного колебания.

В данной главе было проведено сравнение шумовых характеристик при различных параметрах систем синхронизации. Было показано, что обе системы показывают возможность улучшения шумовых свойств выходного колебания.

Далее проведем сравнение свойств систем взаимной синхронизации двух неизохронных автогенераторов на примере СТНО.

4 Взаимная синхронизация двух спин-трансферных наноосцилляторов

4.1 Введение

Одним из наиболее перспективных методов увеличения мощности СТНО является переход к взаимной синхронизации. В данной главе исследуются шумовые свойства двух взаимно–связанных СТНО при разных параметрах связи, исследуются влияние неидентичности параметров и частотной расстройки на шумовые свойства.

В параграфе 4.2 описывается метод получения уравнений для амплитудных и фазовых флуктуаций каждого из генераторов. В параграфе 4.3 проведено сравнение с двумя СТНО, имеющих небольшую частотную расстройку. Шумовые характеристики двух неидентичных СТНО показаны в параграфе 4.5. В конце главы проводится сравнение шумовых свойств разных систем синхронизации.

4.2 Уравнения для амплитудных и фазовых шумов двух взаимно–связанных СТНО

Рассмотрим систему двух комплексных уравнений [30]:

$$\begin{cases} \frac{dc_1}{dt} + j\omega_1(|c_1|^2)c_1 - \Delta\Gamma_1(|c_1|^2)c_1 = \Omega_1 e^{j\beta_1} c_2 + n_1(t); \\ \frac{dc_2}{dt} + j\omega_2(|c_2|^2)c_2 - \Delta\Gamma_2(|c_2|^2)c_2 = \Omega_2 e^{j\beta_2} c_1 + n_2(t). \end{cases} \quad (4.1)$$

Эта модель описывает систему двух взаимно–связанных СТНО. В этом уравнении $\Delta\Gamma_i(|c_i|^2) = \Gamma_{Gi}[(\zeta_i - 1) - (\zeta_i + Q_i)|c_i|^2]$, Ω_i – коэффициент связи двух СТНО, β_i – фазовая задержка в системе синхронизации.

Ищем решения (4.1) в виде:

$$c_i = U_i \exp[-j\omega_{cp}t - j\varphi_i(t)], \quad (4.2)$$

где $\omega_{cp} = (\omega_1 + \omega_2) / 2$.

Производная комплексной амплитуды (4.2) будет иметь вид:

$$\frac{dc_i}{dt} = \left[\frac{dU_i}{dt} \frac{1}{U_i} + \left(-j\omega_{cp} - \frac{d\varphi_i(t)}{dt} \right) \right] c_i, \quad (4.3)$$

Подставим (4.3) и (4.2) в (4.1). Получим систему двух комплексных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{dU_1}{dt} \frac{1}{U_1} + \left(-j\omega_{cp} - \frac{d\varphi_1(t)}{dt} \right) + j\omega_1(U_1) - \Delta\Gamma_1(U_1) = \\ = \frac{\Omega_1 U_2}{U_1} e^{j\beta_1} e^{-j(\varphi_2(t) - \varphi_1(t))} + \frac{n_1(t)}{U_1} e^{j(\omega_{cp}t + \varphi_1(t))}; \\ \frac{dU_2}{dt} \frac{1}{U_2} + \left(-j\omega_{cp} - \frac{d\varphi_2(t)}{dt} \right) + j\omega_2(U_2) - \Delta\Gamma_2(U_2) = \\ = \frac{\Omega_2 U_1}{U_2} e^{j\beta_2} e^{-j(\varphi_1(t) - \varphi_2(t))} + \frac{n_2(t)}{U_2} e^{j(\omega_{cp}t + \varphi_2(t))}. \end{cases} \quad (4.4)$$

Перейдем от (4.4) к 4 действительным уравнениям для амплитуды и фазы каждого генератора:

$$\begin{cases} \frac{dU_1}{dt} = U_1 \Delta \Gamma_1(U_1) + \Omega_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) + \tilde{n}_1; \\ \frac{dU_2}{dt} = U_2 \Delta \Gamma_2(U_2) + \Omega_2 U_1 \cos(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) + \tilde{n}_2; \\ \frac{d\varphi_1}{dt} = -\omega_{cp} + \omega_1(U_1) - \frac{\Omega_1 U_2}{U_1} \sin(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) + \frac{\tilde{n}_1}{U_1}; \\ \frac{d\varphi_2}{dt} = -\omega_{cp} + \omega_2(U_2) - \frac{\Omega_2 U_1}{U_2} \sin(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) + \frac{\tilde{n}_2}{U_2}, \end{cases} \quad (4.5)$$

где $\omega_i(U_i) = \omega_{0i} + N_i U_i^2$.

Рассчитаем стационарные значения амплитуд и фаз автогенераторов U_1^0 , U_2^0 , φ_1^0 , φ_2^0 . Для этого приравняем производные в (4.5) к нулю. Получим:

$$\begin{cases} 0 = U_1^0 \Gamma_{G1} [(\zeta_1 - 1) - (\zeta_1 + Q_1)(U_1^0)^2] + \Omega_1 U_2^0 \cos(\varphi_1^0 - \varphi_2^0 + \beta_1); \\ 0 = U_2^0 \Gamma_{G2} [(\zeta_2 - 1) - (\zeta_2 + Q_2)(U_2^0)^2] + \Omega_2 U_1^0 \cos(\varphi_2^0 - \varphi_1^0 + \beta_2); \\ 0 = -\omega_{cp} + \omega_{01} + N_1 (U_1^0)^2 - \frac{\Omega_1 U_2^0}{U_1^0} \sin(\varphi_1^0 - \varphi_2^0 + \beta_1); \\ 0 = -\omega_{cp} + \omega_{02} + N_2 (U_2^0)^2 - \frac{\Omega_2 U_1^0}{U_2^0} \sin(\varphi_2^0 - \varphi_1^0 + \beta_2). \end{cases} \quad (4.6)$$

От уравнений (4.6) перейдем к уравнениям относительно стационарной разности фаз $\psi = \varphi_1 - \varphi_2$, т.к. ее значение определяет стационарные амплитуды колебаний СТНО:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = U_1^0 \Gamma_{G1} [(\zeta_1 - 1) - (\zeta_1 + Q_1)(U_1^0)^2] + \Omega_1 U_2^0 \cos(\psi^0 + \beta_1); \\ 0 = U_2^0 \Gamma_{G2} [(\zeta_2 - 1) - (\zeta_2 + Q_2)(U_2^0)^2] + \Omega_2 U_1^0 \cos(-\psi^0 + \beta_2); \\ 0 = \omega_{01} - \omega_{02} + N_1(U_1^0)^2 - N_2(U_2^0)^2 - \frac{\Omega_1 U_2^0}{U_1^0} \sin(\psi^0 + \beta_1) + \\ \quad + \frac{\Omega_2 U_1^0}{U_2^0} \sin(-\psi^0 + \beta_2). \end{array} \right. \quad (4.7)$$

Перейдем к уравнениям для малых отклонений δu_1 , δu_2 , $\delta \varphi_1$ и $\delta \varphi_2$ относительно устойчивого стационарного режима.

Подробное описание методики получения уравнений для спектральных плотностей амплитудных и фазовых шумов приведено в приложении Б. Итоговые выражения имеют следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{\delta u_1}(\omega) = \left| \frac{\Delta_{11}(\omega) + \frac{\Delta_{13}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}1} + \left| \frac{\Delta_{12}(\omega) + \frac{\Delta_{14}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}2}; \\ S_{\delta u_2}(\omega) = \left| \frac{\Delta_{21}(\omega) + \frac{\Delta_{23}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}1} + \left| \frac{\Delta_{22}(\omega) + \frac{\Delta_{24}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}2}; \\ S_{\delta \varphi_1}(\omega) = \left| \frac{\Delta_{31}(\omega) + \frac{\Delta_{33}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}1} + \left| \frac{\Delta_{32}(\omega) + \frac{\Delta_{34}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}2}; \\ S_{\delta \varphi_2}(\omega) = \left| \frac{\Delta_{41}(\omega) + \frac{\Delta_{43}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}1} + \left| \frac{\Delta_{42}(\omega) + \frac{\Delta_{44}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}2}; \end{array} \right. \quad (4.8)$$

4.3 Синхронизация двух идентичных СТНО

Рассмотрим случай двух абсолютно идентичных СТНО $\omega_{fm1} + N_1(U_1^0)^2 = \omega_{fm2} + N_2(U_2^0)^2 = \omega_0$, $\Gamma_{G1} = \Gamma_{G2}$, $\zeta_1 = \zeta_2$, $Q_1 = Q_2$, $\Omega_1 = \Omega_2$.

При этом временную задержку будем считать равной нулю $\beta_1 = \beta_2 = 0$. Вообще влияние фазовой задержки сводится к периодичности получаемых зависимостей.

Амплитуды и фазы СТНО в этом случае будут равны $U_1^0 = U_2^0$, $\psi^0 = 0$.

Далее перейдем к одному уравнению для определения стационарной амплитуды и опустим индексы 1 и 2:

$$0 = U^0 \Gamma_G [(\zeta - 1) - (\zeta + Q)(U^0)^2] + \Omega U^0. \quad (4.9)$$

Тогда стационарное значение амплитуды будет иметь вид:

$$U^0 = \sqrt{\frac{\zeta - 1 + \frac{\Omega}{\Gamma_G}}{\zeta + Q}}. \quad (4.10)$$

Частота колебаний в этом случае будет равна:

$$\omega_0 = \omega_{fm} + N \frac{\zeta - 1 + \frac{\Omega}{\Gamma_G}}{\zeta + Q}. \quad (4.11)$$

При $\Omega \rightarrow 0$ частота и амплитуда колебаний связанного СТНО стремится к частоте и амплитуде колебаний автономного СТНО.

Пусть параметры СТНО соответствуют модели, описанной в параграфе

$$1.6: \frac{N}{2\pi} = 10,48 \text{ ГГц}, \quad \frac{\omega_{fm1}}{2\pi} = 12,41 \text{ ГГц}, \quad \zeta = 2, \quad Q = 0,66, \quad \sigma = 61,5 \text{ ГГц/А}, \quad \alpha = 0,01,$$

$$\frac{\Gamma_G}{2\pi} = 0,1241 \text{ ГГц}.$$

Стационарные значения амплитуды и частоты колебаний в этом случае будут зависеть от запаса по самовозбуждению и коэффициента связи двух генераторов., $\frac{\omega_0}{2\pi} = 18,84 \text{ ГГц}$. Зависимость $U(\xi, \Omega)$ показана на рисунке 4.1.

Сравним полученные спектральные характеристики амплитудных и фазовых шумов с характеристиками автономного СТНО, показанные на рисунках 2.8 и 2.9. В качестве параметра будем использовать значение коэффициента связи Ω .

Особенностью системы взаимной синхронизации является явление помощи для возбуждения колебаний. В этом случае даже при запасе по самовозбуждения меньше единицы возможно устойчивое состояние колебаний. Физическим ограничением является значение коэффициента связи, оно должно быть не больше Γ_G , т.к. максимальные реально достижимые значения запаса по самовозбуждению равны примерно 3–4.

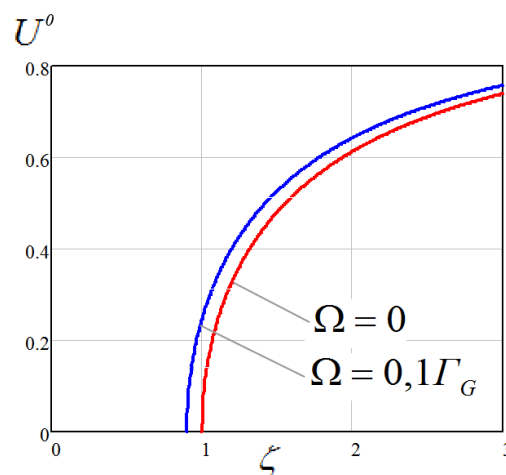


Рисунок 4.1 – Зависимость стационарной амплитуды колебаний при разных значениях запаса по самовозбуждению

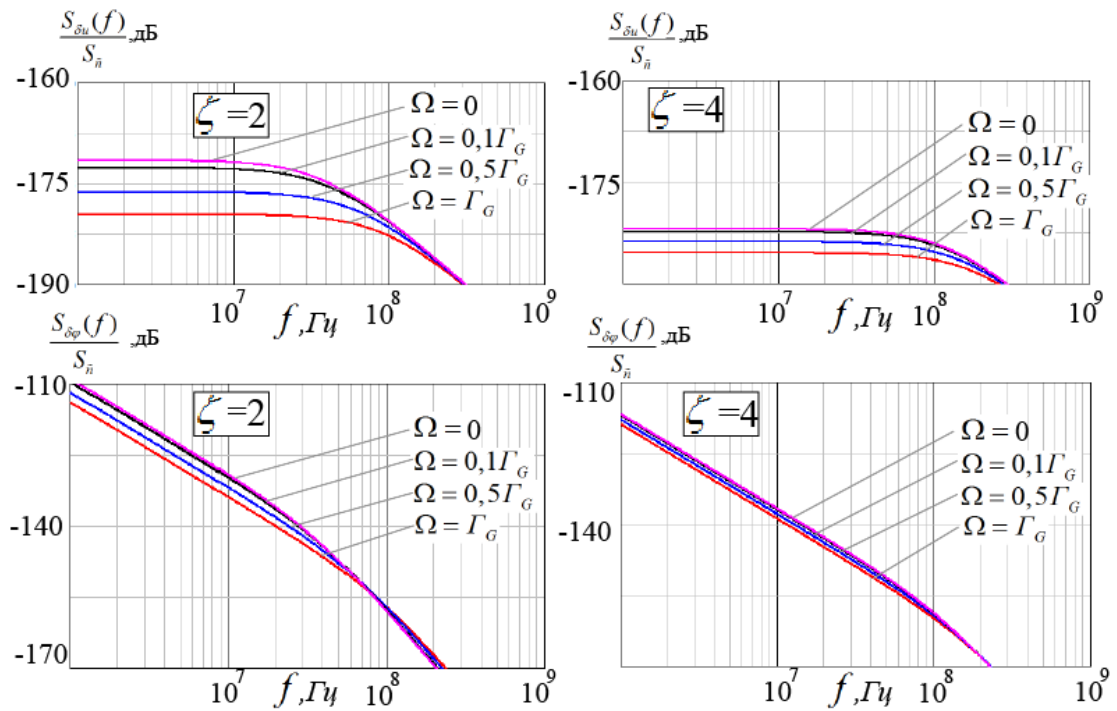


Рисунок 4.2 – Зависимость амплитудных и фазовых шумов при разных значениях коэффициента связи Ω и двух значениях запаса по самовозбуждению $\zeta = 2$ и $\zeta = 4$. Коэффициент неизохронности $N = 0$ ГГц

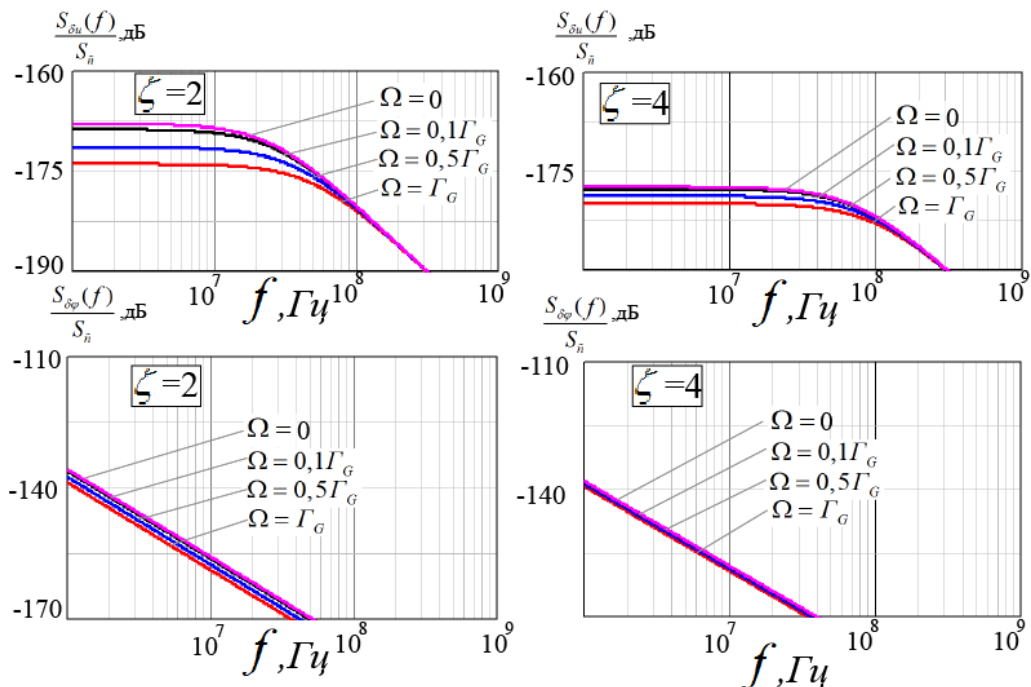


Рисунок 4.3. – Зависимость амплитудных и фазовых шумов при разных значениях коэффициента связи Ω и двух значениях запаса по самовозбуждению $\zeta = 2$ и $\zeta = 4$. Коэффициент $N / 2\pi = 10,48$ неизохронности

Зависимость амплитудных и фазовых шумов при разных значениях коэффициента связи Ω , двух значениях запаса по самовозбуждению ($\xi = 2$ и $\xi = 4$), построенные по формулам (4.8) показаны на рис.4.2 и 4.3.

Согласно рисунку 4.2 взаимная синхронизация ансамбля из двух СТНО приводит к уменьшению уровня амплитудных и фазовых шумов каждого из осцилляторов. При этом увеличение коэффициента связи между СТНО приводит к уменьшению уровня амплитудных и фазовых шумов. Также увеличение коэффициента связи приводит к увеличению области отстроек от частоты колебаний СТНО, при которых обеспечивается выигрыш в уровне амплитудных и фазовых шумов.

Значение спектральной плотности фазового шума значительно превышает спектральную плотность амплитудных шумов. Это характерно для всех автономных автогенераторов.

Анализ полученных выражений показывает, что для улучшения шумовых свойств СТНО необходимо увеличивать запас по самовозбуждению ζ , уменьшать потери в эквивалентной колебательной системе Γ_G , и уменьшать коэффициент неизохронности N . Неизохронность, являясь механизмом для изменения частоты колебаний, приводит к значительному ухудшению шумовых свойств. Однако при этом уменьшение N приводит к уменьшению возможного диапазона перестройки осциллятора по частоте.

Полученные расчеты амплитудных и фазовых шумов позволяют спроектировать систему синхронизированных СТНО с минимальным уровнем фазовых и амплитудных шумов.

4.4 Синхронизация двух СТНО с разными частотами колебаний

Стационарные амплитуды и разность фаз определим из следующей системы уравнений:

$$\begin{cases} 0 = U^0 \Gamma_G [(\zeta - 1) - (\zeta + Q)(U^0)^2] + \Omega U^0 \cos(\psi^0); \\ 0 = \Delta\omega - 2\Omega \sin(\psi^0). \end{cases} \quad (4.12)$$

Решением (4.12) являются две особые точки:

$$\psi_1^0 = \arcsin\left(\frac{\Delta\omega}{2\Omega_0}\right); \quad U_1^0 = \sqrt{\frac{\zeta - 1 + \frac{\Omega}{\Gamma_G} \cos(\psi_1^0)}{\zeta + Q}}; \quad (4.13)$$

$$\psi_2^0 = \pi - \arcsin\left(\frac{\Delta\omega}{2\Omega_0}\right); \quad U_2^0 = \sqrt{\frac{\zeta - 1 + \frac{\Omega}{\Gamma_G} \cos(\psi_2^0)}{\zeta + Q}}. \quad (4.14)$$

В [65] показано, что особая точка (4.13) является устойчивым узлом, а (4.14) – седлом. Линеаризацию для определения уровня фазовых шумов будем проводить относительно точки (4.13).

Проведем анализ уравнения (4.13) от трех параметров – запаса по самовозбуждению ζ , коэффициента связи автогенераторов Ω , и частотной расстройки автогенераторов $\Delta\omega$.

Исходя из области определения функции арксинуса коэффициент связи и расстройка связаны соотношением:

$$\Omega \geq \left| \frac{\Delta\omega}{2} \right|. \quad (4.15)$$

Для наглядного определения областей определения и значений функции используем графическое построение зависимостей переменных (U^0, ψ^0) от параметров $(\Omega, \Delta\omega, \zeta)$. Допустимым стационарным значениям соответствует нулевое значение мнимой части переменной. Условие (4.15) графически показано на рисунке 4.4.

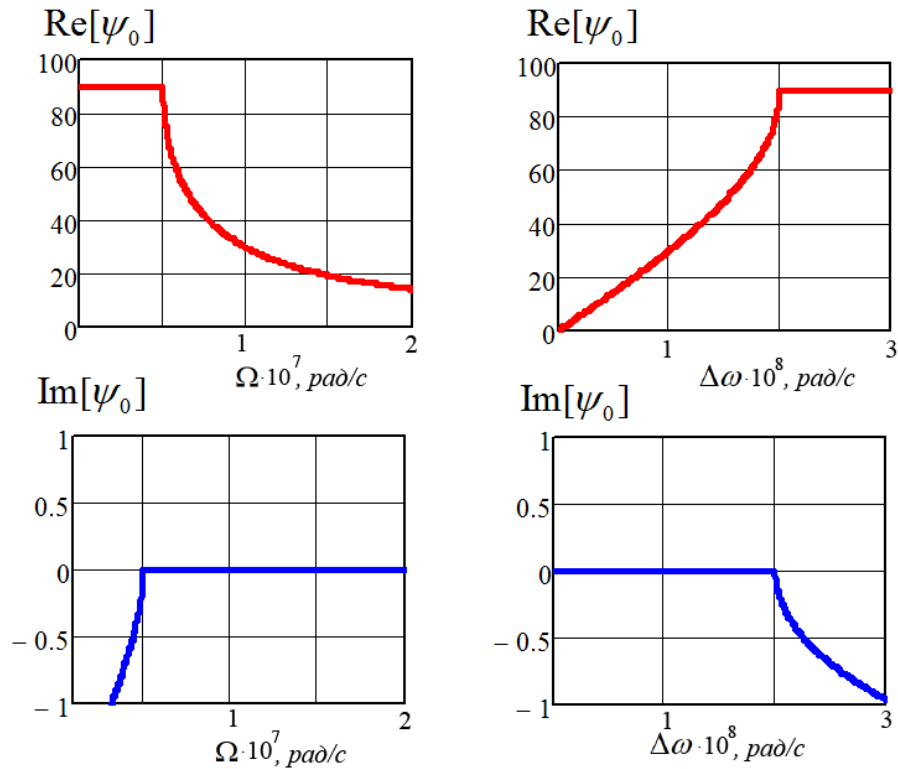


Рисунок 4.4 – Область существования устойчивых состояний разности фаз при разных соотношениях расстройки и коэффициента связи $\Delta\omega = 10^7 \text{ рад/с}$ и $\Omega = 10^8 \text{ рад/с}$

Исходя из уравнения для определения стационарного значения амплитуды:

$$\zeta + \frac{\Omega}{\Gamma_G} \cos(\psi_1^0) > 1. \quad (4.16)$$

Отсюда следует, что порядок Ω должен быть меньше или равен порядку коэффициента затухания Γ_G , т.к. максимальные реально достижимые значения запаса по самовозбуждению равны примерно 3–4.

Исходя из расчета п. 1.6 будем использовать следующее значение коэффициента затухания $\Gamma_G / 2\pi = \alpha\omega_0 / 2\pi = 12,41 \cdot 10^7 \text{ ГГц}$.

Тогда $\Omega_{\max} = 12,41 \cdot 10^7 \text{ рад/с}$, $\Omega_{\min} = 12,41 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$.

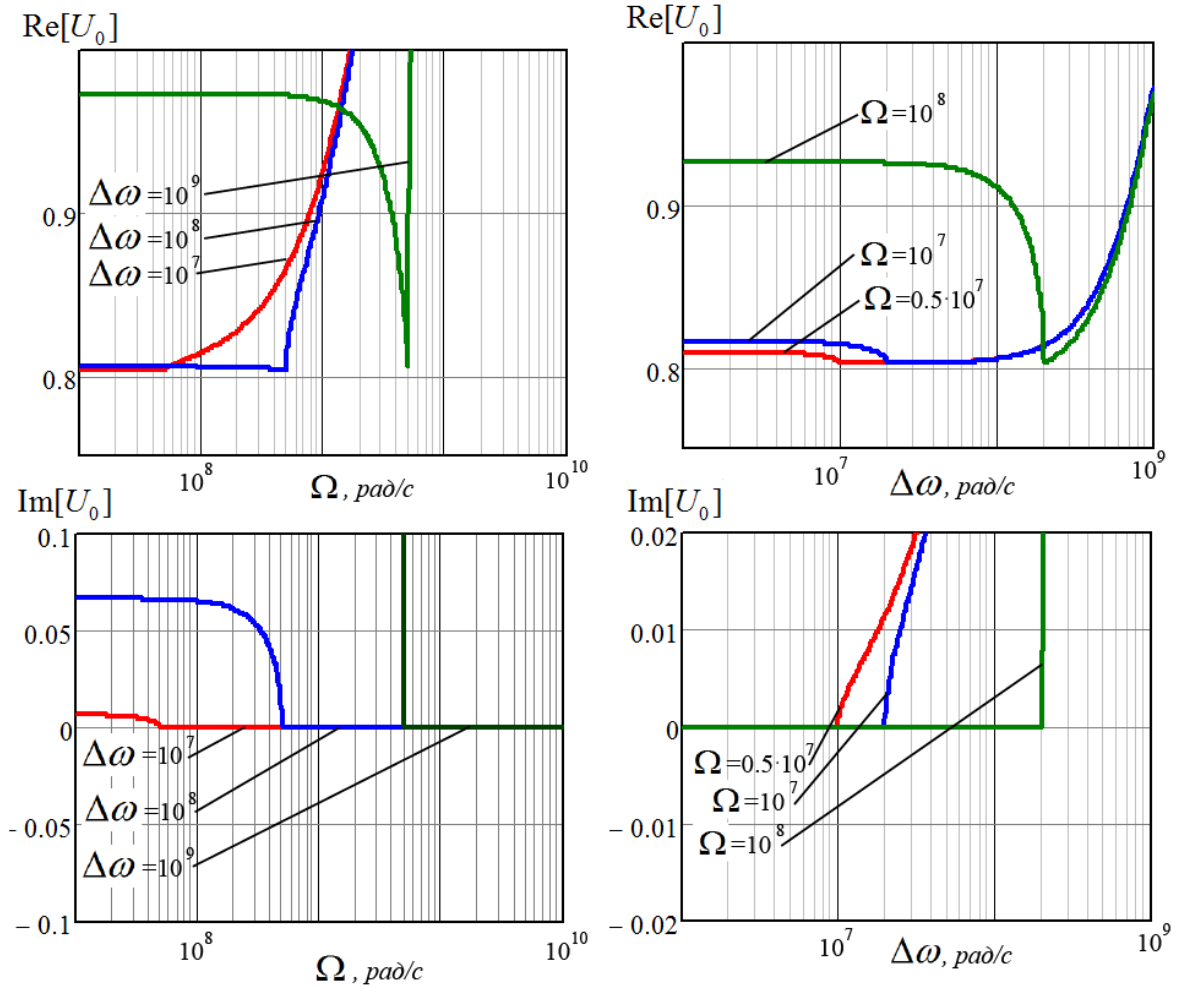


Рисунок 4.5 – Область существования устойчивых значений амплитуд при разных значениях расстройки $\Delta\omega$ (rad/c) и коэффициента связи Ω (rad/c)

Максимальное значение расстройки в соответствии с (4.16) для $\Omega_{\max} = 12,41 \cdot 10^7 \text{ rad/c}$ равняется $|\Delta\omega|_{\max} = 24,82 \cdot 10^7 \text{ rad/c}$, а для $\Omega_{\min} = 12,41 \cdot 10^6 \text{ rad/c}$ равняется $|\Delta\omega|_{\max} = 24,82 \cdot 10^6 \text{ rad/c}$.

Этим значениям соответствуют графики, показанные на рисунке 4.7.

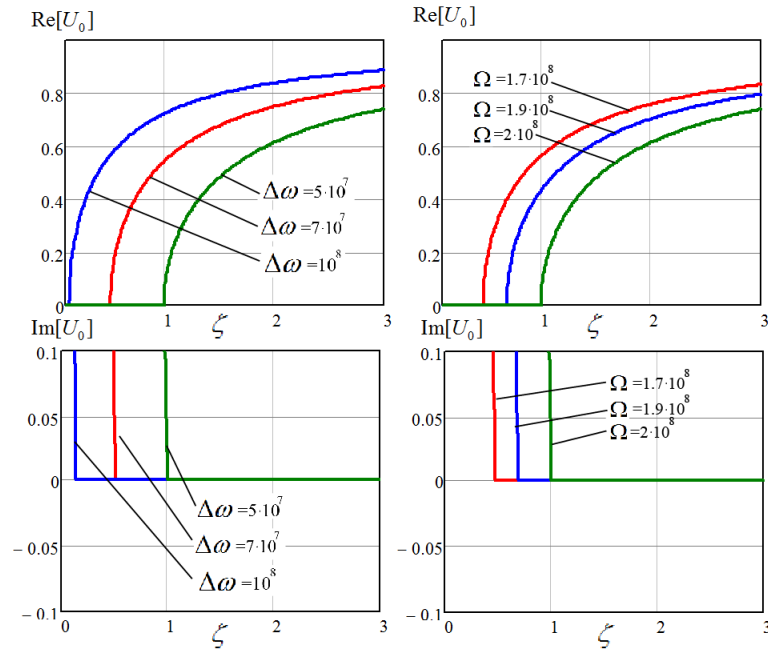


Рисунок 4.6 – Область устойчивых значений амплитуды при разных запасах по самовозбуждению (расстройка $\Delta\omega$ и коэффициент связи указаны в рад/с)

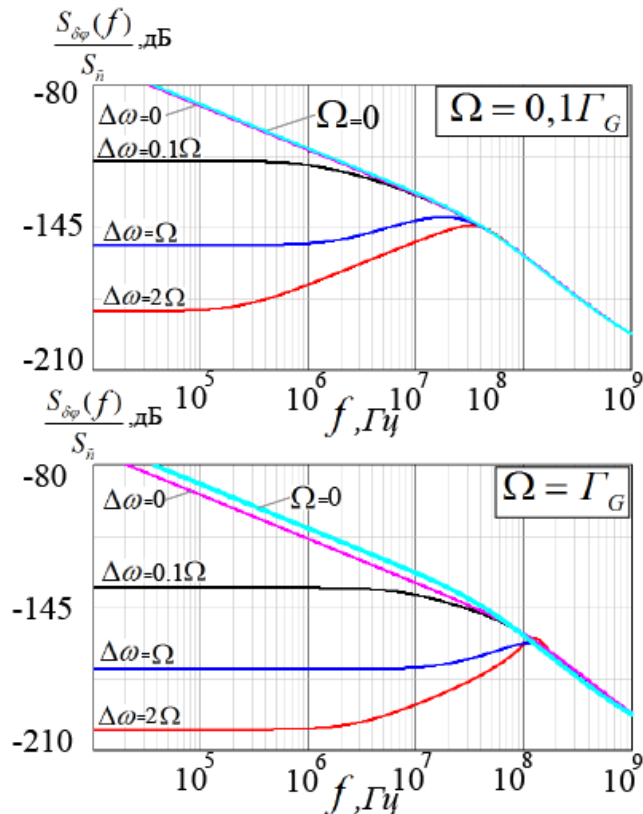


Рисунок 4.7 – Фазовые шумы двух СТНО при разной расстройке ($\Delta\omega = 0$, $\Delta\omega = 0,1\Omega$, $\Delta\omega = \Omega$, $\Delta\omega = 2\Omega$) для двух коэффициентов связи ($\Omega = 0,1\Gamma_G$, $\Omega = \Gamma_G$) и шумы автономного СТНО ($\Omega = 0$)

4.5 Синхронизация двух неидентичных СТНО

Рассмотрим случай синхронизации двух неидентичных СТНО, отличающихся запасом по самовозбуждению. Для такой системы получается выигрыш в уровне фазовых шумов для обоих СТНО. При этом лучшее значение шумов достигается для СТНО, обладающего большим запасом по самовозбуждению, в соответствии с рисунком 2.9.

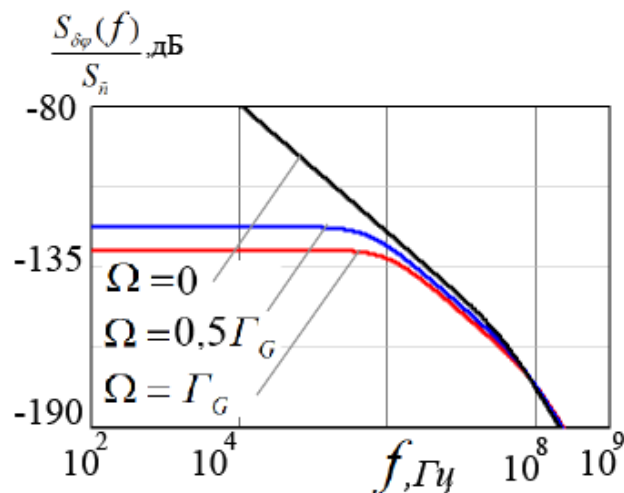


Рисунок 4.8. – Фазовые шумы двух СТНО при разных запасах по самовозбуждению и соответствующей расстройке $\Delta\omega = -9,77 \cdot 10^7 \text{ рад/с}$, для двух коэффициентов связи ($\Omega = 0,5\Gamma_G, \Omega = \Gamma_G$) и шумы автономного СТНО ($\Omega = 0$)

4.6 Выводы по главе 4

В данной главе был проведен анализ шумовых свойств двух взаимно связанных СТНО. Для этого были получены в общем виде зависимости для коэффициентов ослабления амплитудных и фазовых флуктуаций источников шума каждого СТНО со спектральными плотностями $S_{\tilde{n}1}$ и $S_{\tilde{n}2}$.

Были рассмотрены три случая синхронизации – полностью идентичных СТНО, два идентичных СТНО, но с разными частотами колебаний и два

неидентичных СТНО, отличающихся запасом по самовозбуждению, частотами и амплитудами колебаний.

Для двух идентичных СТНО удастся получить выигрыш в уровне амплитудных и фазовых шумов. При этом увеличение запаса по самовозбуждению приводит к уменьшению уровня фазовых и амплитудных шумов. Неизохронность в свою очередь, приводит к увеличению уровня амплитудных и фазовых шумов.

Для второго случая удастся получить лучшее значение фазовых и амплитудных шумов. При этом для получения менее шумящего СТНО необходимо увеличивать коэффициент связи двух СТНО и увеличивать частотную расстройку двух СТНО, при этом оставаясь в пределах полосы синхронизма системы. Это связано с тем, что в данной модели управляющее воздействие на СТНО зависит от разности частот генераторов. При равенстве частот такое воздействие является минимальным в соответствии с укороченными уравнениями (4.5).

Анализ коэффициентов ослабления для неидентичных СТНО показывает возможность улучшения шумовых свойств каждого из генераторов. При этом лучшее значение шумов получается для СТНО, обладающего большей стабильностью в автономном режиме.

5 Моделирование и экспериментальное исследование неизохронных перестраиваемых автогенераторов и систем их синхронизации

5.1 Введение

В данной главе описывается методика проектирования неизохронных генераторов, управляемых по частоте напряжением (ГУН), синхронизированных с помощью системы ФАПЧ на современной компонентной базе.

В параграфе 5.2 описана методика расчета ГУН. В параграфе 5.3 описана методика проектирования ГУН с помощью систем автоматического проектирования ADS и HFSS. В параграфе 5.4 описана методика синхронизации неизохронных ГУН с помощью современной компонентной базы.

5.2 Методика расчета неизохронных ГУН

Первым этапом расчета ГУН является выбор необходимой мощности и коэффициента усиления транзистора. Одним из способов улучшения уровня фазовых шумов ГУН является увеличение отношения мощности сигнала к мощности шума.

Мощность, генерируемая на выходе активного элемента должна быть рассчитана с учетом необходимого ответвления мощности во входную цепь активного элемента. При этом необходимо учесть возможности усиления транзистора.

Далее рассматривается цепь питания транзистора с учетом необходимого остаточного напряжения на коллекторе с учетом сохранения недонапряженного режима работы транзистора, близкого к критическому.

Исходя из требований к мощности по первой гармонике и допустимого переменного напряжения в цепи коллектора рассчитывается резонансное сопротивление нагрузки и ток первой гармоники.

Запас по самовозбуждению для ГУН с широким диапазоном перестройки выбирают достаточно большим, например от 5 до 8. Исходя из запаса по самовозбуждению выбирают значение угла отсечки. Далее можно определить значение постоянной составляющей тока, значение высоты импульса тока и величину постоянной рассеиваемой на транзисторе мощности.

Далее выбирается коэффициент обратной связи, рассчитывается значение амплитуды входного колебаний транзистора и управляющее сопротивление.

По запасу по самовозбуждению и управляющему сопротивлению определяется требуемое значение крутизны аппроксимируемой проходной характеристики транзистора.

Далее, зная значение коэффициента усиления по току $h_{21э}$, крутизны по переходу и омического сопротивления базы транзистора можно подобрать требуемое сопротивление в цепи эмиттера для получения нужного значения крутизны проходной характеристики.

Далее выберем параметр автосмещения, для обеспечения работы ГУН в недонапряженном режиме и мягком режиме самовозбуждения.

При заданной добротности колебательной системы, КПД цепи согласования и коэффициента включения можно рассчитать требуемые значения элементов колебательной системы, например, емкостной трехточки по схеме Клаппа.

Элементы цепей питания рассчитываются таким образом, чтобы обеспечить требуемое значение постоянных составляющих токов в цепи базы и коллектора. Блокировочные элементы рассчитываются с учетом требований малого влияния на частотные свойства колебательной системы. При этом учитываются паразитные частотные свойства блокировочных элементов.

Возможности перестройки по частоте определяются с учетом зависимости резонансной частоты колебательной системы от изменения емкости варикапа.

В приложении В показаны результаты моделирования ГУН в САПР ADS и HFSS.

В результате расчетов и моделирования был сделан генератор на 400 МГц на, общий вид и спектр колебаний которого показаны на рисунке 5.1 и рисунке 5.2. Копия протокола испытания представлена в приложении Е.

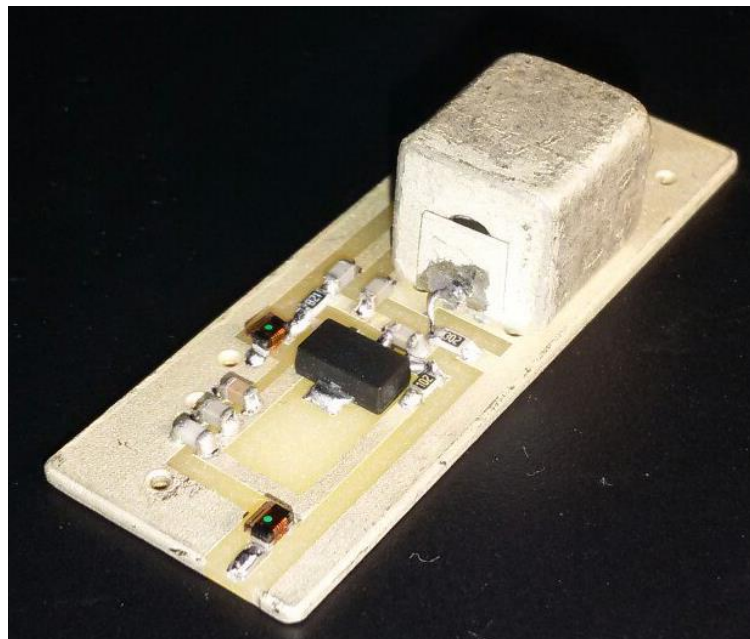


Рисунок 5.1 – Общий вид генератора

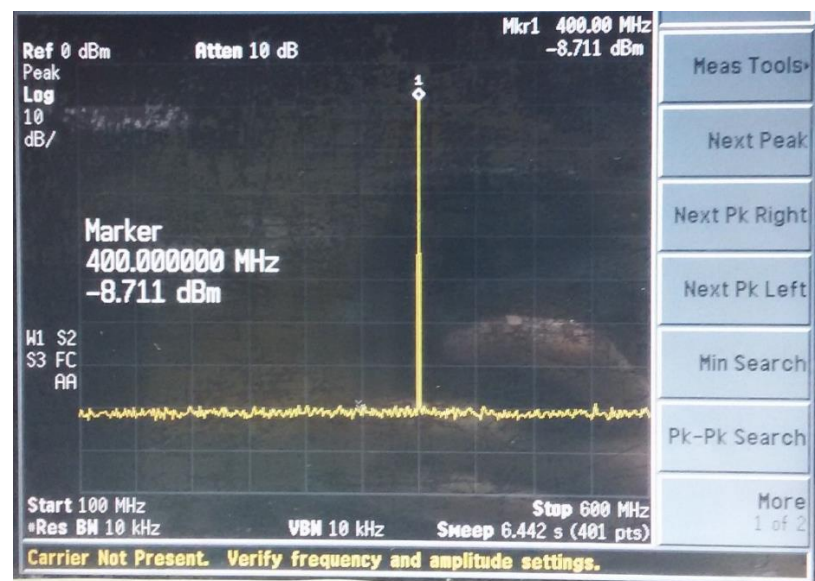


Рисунок 5.2 – Спектр колебаний генератора

5.3 Микросхема интегральная ФАПЧ 1288ПЛ1У

Радиационно–стойкая интегральная микросхема 1288ПЛ1У предназначена для использования в синтезаторах несущих и гетеродинных частот, а также в синтезаторах сигналов приемопередающих устройств радиолокационных и связных комплексов в VHF, UHF, L, S и C диапазонах. Микросхема исполнена в малогабаритном 28–выводном металлокерамическом корпусе типа CLCC, 6.5 x 6.5 x 1.35 мм.

Управление микросхемой может осуществляться по последовательному или по параллельному интерфейсу (в этом режиме управление осуществляется подачей логических уровней на соответствующие выводы микросхемы). Возможен быстрый выбор конфигурации из числа 32 предварительно запрограммированных. СБИС поддерживает работу в режимах целочисленного и дробного частотного синтеза, а также в режиме синтеза сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Микросхема используется совместно с внешними ГУН и имеет дифференциальный вход опорной частоты, совместимый с LVDS. СБИС 1288ПЛ1У может быть использована для замены зарубежных микросхем серий PE96xx, PE97xx, PE83xxx (Peregrine) и ADF4108S (Analog Devices). Основные технические характеристики микросхемы [29]:

- входная частота до 6,0 ГГц;
- уровень приведенных фазовых шумов минус 220 дБн/Гц, не более;
- максимальная частота сравнения фазового детектора 100 МГц, не менее;
- максимальная потребляемая мощность 350 мВт, не более;
- коэффициенты деления предделителя 4/5, 8/9 и 16/17;
- режимы работы с целочисленным и дробным коэффициентом деления;

- устройство рандомизации помех дробности;
- последовательный порт управления SPI;
- возможность управления коэффициентом деления по параллельной шине;
- корпус МК 5123.28–1 (металлокерамический CLCC–28, 6.5x6.5x1.75 мм).

На рисунке 5.3 показаны общий вид микросхемы. В таблице 5.1 указаны основные технические характеристики микросхемы.

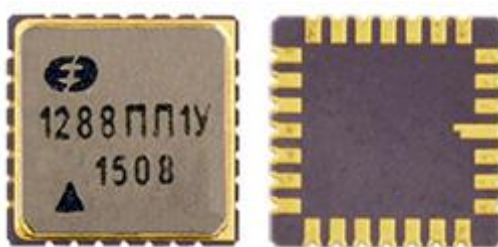


Рисунок 5.3 – Общий вид микросхемы ФАПЧ 1288ПЛ1У

Таблица 5.1

Электрические характеристики микросхемы ФАПЧ 1288ПЛ1У

Электрический параметр	Ед. изм.	Значение:		
		Мин.	Тип.	Макс.
Диапазон частот входного сигнала – нижнее значение – верхнее значение	МГц	6000		100
Минимальный уровень входной частоты	дБм			–15
Максимальная опорная частота	МГц	250		
Максимальная частота работы частотно–фазового детектора	МГц	100	150	
Нормированный уровень собственных фазовых шумов	дБн/Гц		–229	–220
Выходной ток	мА	0,1		8
Погрешность установки тока	%		2	5
Ток потребления	мА		70	100
Напряжение питания	В	3,13	3,3	3,47

Температурный диапазон	°С	От –60 до +85		
Спектральная плотность мощности фазового шума при рабочей частоте ЧФД 10МГц и частоте синтезируемого сигнала 4ГГц на отстройке	дБн/Гц			
		1кГц		–97
		10кГц		–104
		100кГц		–108

5.4 Отладочная плата для микросхемы ФАПЧ 1288ПЛ1У

Отладочная плата предназначена для демонстрации возможностей микросхемы синтезатора частот на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) 1288ПЛ1У производства ГУП НПЦ «Элвис» [87]. Устройство обеспечивает синтез высокочастотных колебаний, используя относительно низкочастотное опорное колебание. Управление устройством осуществляется по шине USB 2.0 от компьютера, питание отладочной платы от внешнего стабилизированного источника питания $+15\pm 0.5$ В. Устройство состоит из двух плат (базовой и дополнительной), соединенных с помощью двух разъемов. На рисунке 5.4 показан общий вид отладочной платы для микросхемы ФАПЧ 1288ПЛ1У.

Упрощенная структурная схема отладочной платы представлена на рисунке 5.5. Основной частью платы является микросхема ФАПЧ 1288ПЛ1У. В качестве опорного сигнала может выступать опциональный внутренний опорный генератор (ОГ) либо внешний источник (разъем X5) опорной частоты.

Управление режимами работы микросхемы 1288ПЛ1У и информационный обмен с компьютером выполняет микроконтроллер. Управление отладочной платой осуществляется с помощью персонального компьютера. Разработанное программное обеспечение дает возможность пользователю задавать параметры

выходного сигнала в общепринятых единицах измерения. Все необходимые расчеты управляющих кодов и команд выполняются автоматически

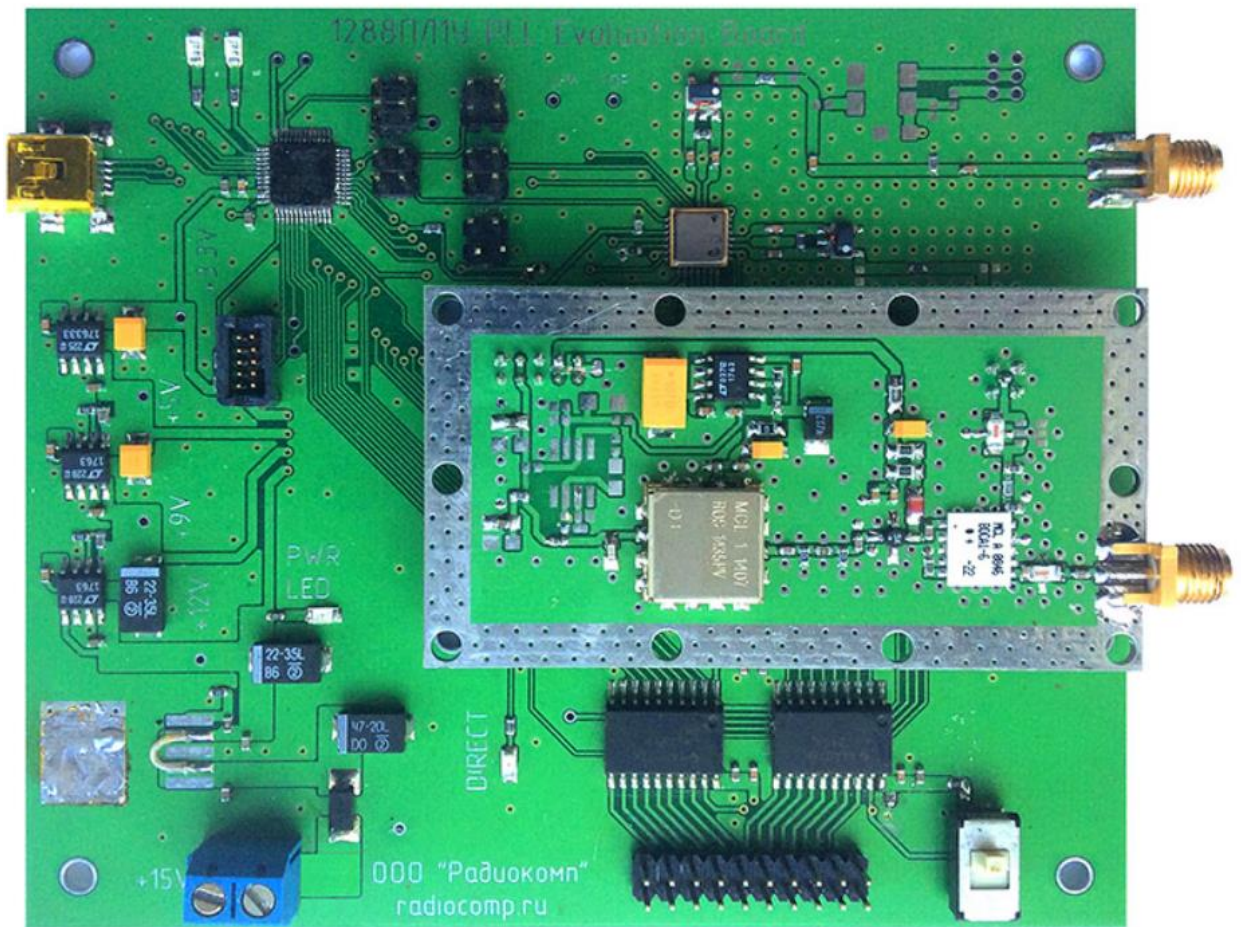


Рисунок 5.4 – Отладочная плата для микросхемы ФАПЧ 1288П1У

На основной плате размещается непосредственно сама микросхема 1288П1У, микроконтроллер, буферные каскады. Также на ней может размещаться опциональный опорный генератор. На дополнительной плате размещаются фильтры, управляемый генератор, усилитель и делитель мощности. Разъем X3 дополнительной платы – выход синтезируемой частоты. Платы соединены посредством двух разъемов.

Разъем X7 предназначен для непосредственного управления работой микросхемы 1288П1У напрямую, без использования микроконтроллера.

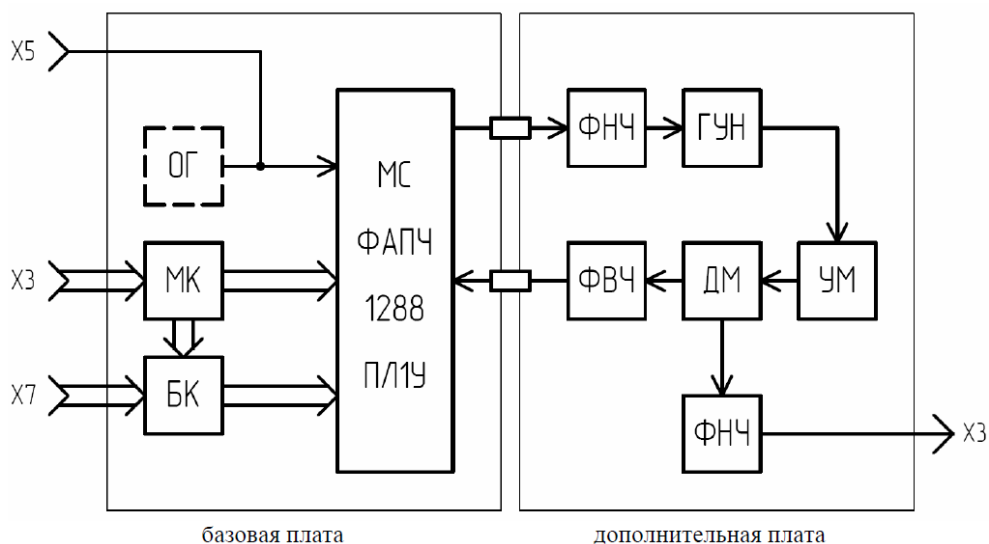


Рисунок 5.5 – Упрощенная структурная схема отладочной платы.

(ОГ – опорный генератор; ГУН – генератор, управляемый напряжением; МК – микроконтроллер; УМ – усилитель мощности; БК – буферный каскад ДМ – делитель мощности; ФНЧ – фильтр нижних частот; ФВЧ – фильтр верхних частот; X3 на базовой плате – разъем USB; X3 на дополнительной плате – выход синтезируемой частоты; X5 – вход внешней опорной частоты; X7 – вход непосредственного управления микросхемой ФАПЧ)

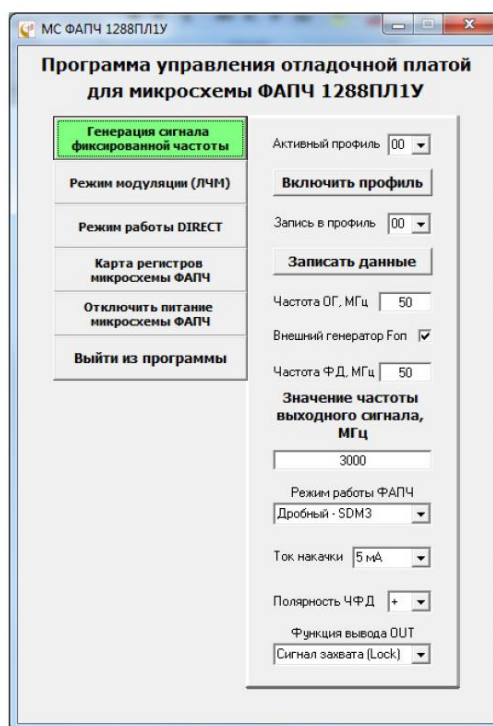


Рисунок 5.6 – Окно интерфейса программы Evaluation Board Control Utility for 1288PL1U

К отладочной плате разработано программное обеспечение для управления синтезатором частот 1288ПЛ1У при помощи микроконтроллера. Окно интерфейса программы показано на рисунке 5.6.

5.5 Методика сравнения уровня фазовых шумов автономного и синхронизированного ГУН

Схема эксперимента по синхронизации ГУН показана на рисунке 5.7.

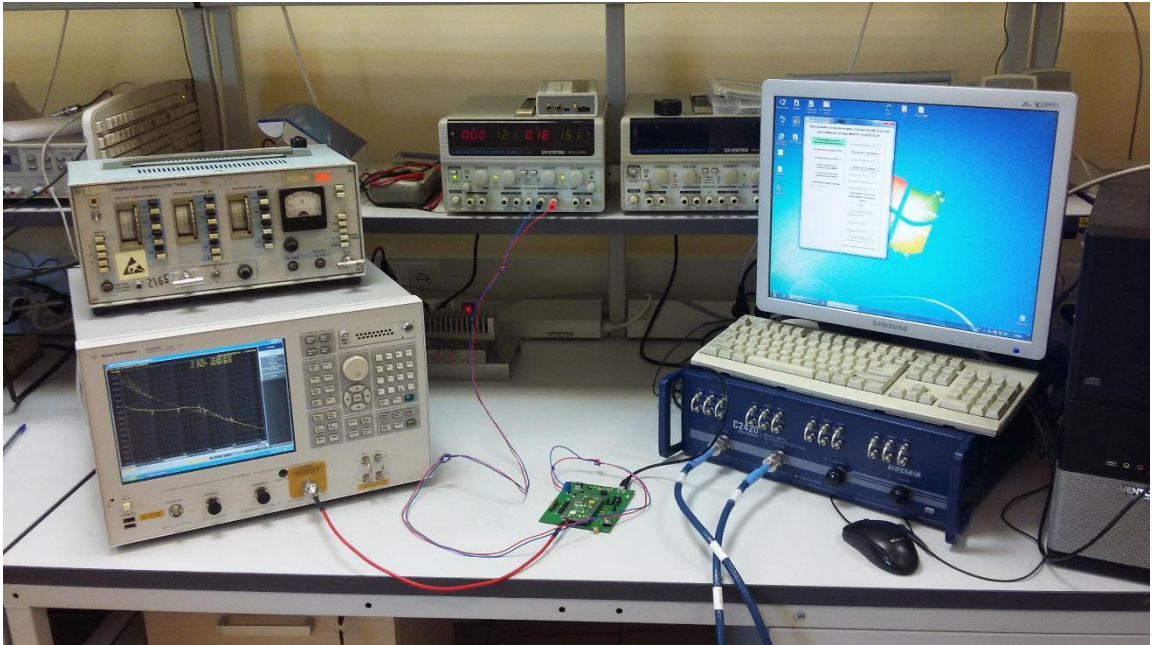


Рисунок 5.7 – Схема измерения шумов синхронизированного и автономного генераторов

Неизохронный, перестраиваемый по частоте генератор подключен к микросхеме ФАПЧ с помощью отладочной платы. Его характеристики показаны на рисунке 5.8. Выходной сигнал генератора подается на анализатор источников сигналов Agilent E5052B, позволяющий измерять уровень фазового шума генератора до 7 ГГц методом взаимной корреляции при сверхнизком уровне собственных шумов на отстройках от 1 Гц до 100 МГц.

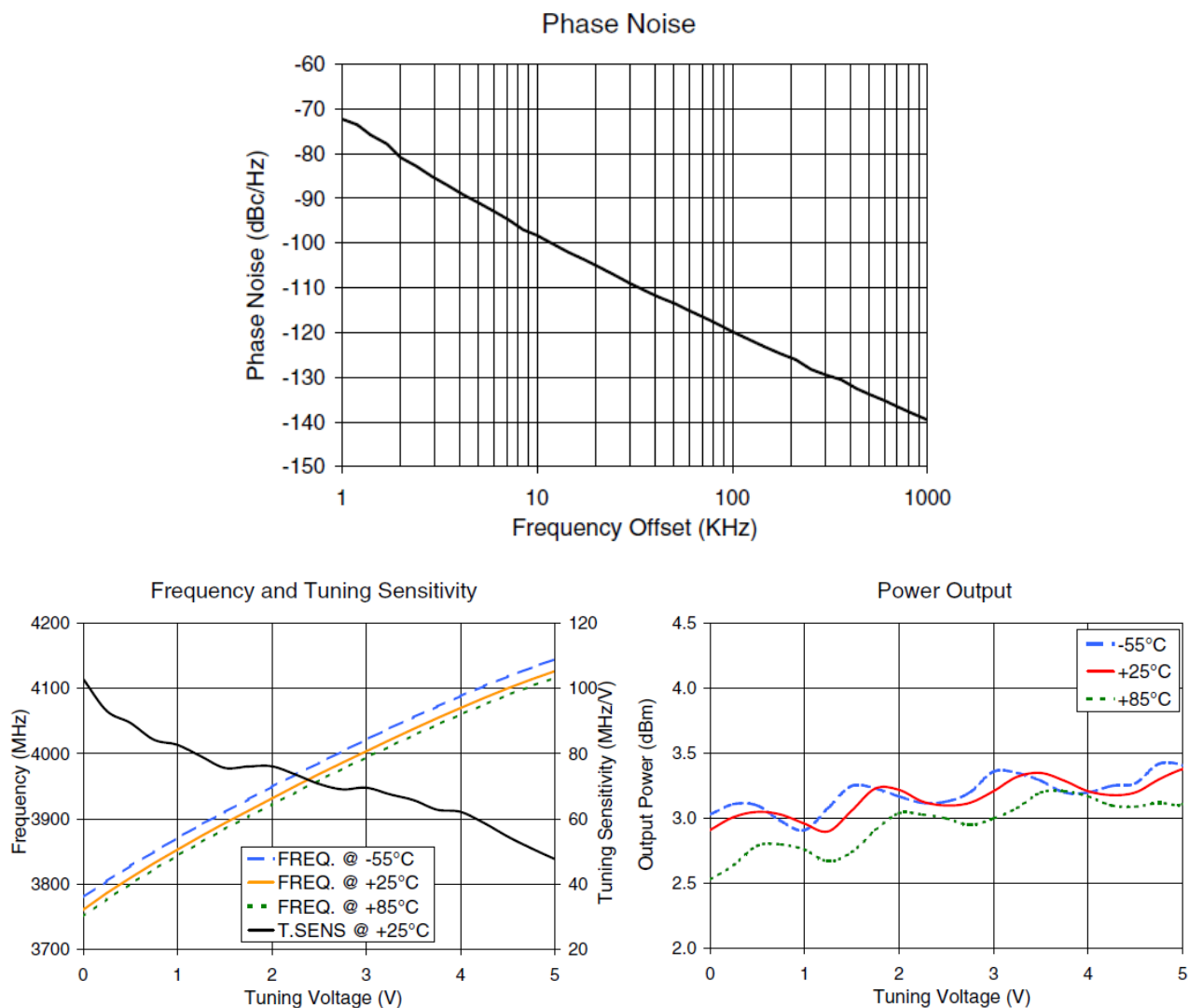


Рисунок 5.8 – Характеристики автогенератора ROS4077–119+

Управление микросхемой осуществляется с помощью компьютера. Значения регистров микросхемы 1288ПЛ1У рассчитываются ПЭВМ, передаются в устройство по шине USB, затем микроконтроллер отладочной платы производит запись полученных значений по шине SPI в микросхему 1288ПЛ1У. В этом режиме возможна работа с регистрами и полями регистров микросхемы 1288ПЛ1У.

Для начала работы необходимо установить основные параметры системы ФАПЧ: значение выходной частоты F_{out} , опорной частоты F_{ref} и частоту работы фазового детектора F_{pd} . Также доступны для изменения дополнительные

параметры: полярность частотно–фазового детектора, порядок сигма–дельта модулятора (дробный или целочисленный режим работы), ток накачки charge pump и состояние выходного мультиплексора («Функция вывода OUT»). Когда все желаемые значения параметров установлены, необходимо выбрать номер профиля для записи из выпадающего меню и нажать кнопку «Записать данные».

Корректная работа микросхемы 1288ПЛ1У определяется по свечению зеленого светодиода D4 (рис.5.1), индицирующего захват частоты системой ФАПЧ.

На рисунке 5.9 показаны фазовые шумы автономного и синхронизированного ГУН и перестройка по частоте.

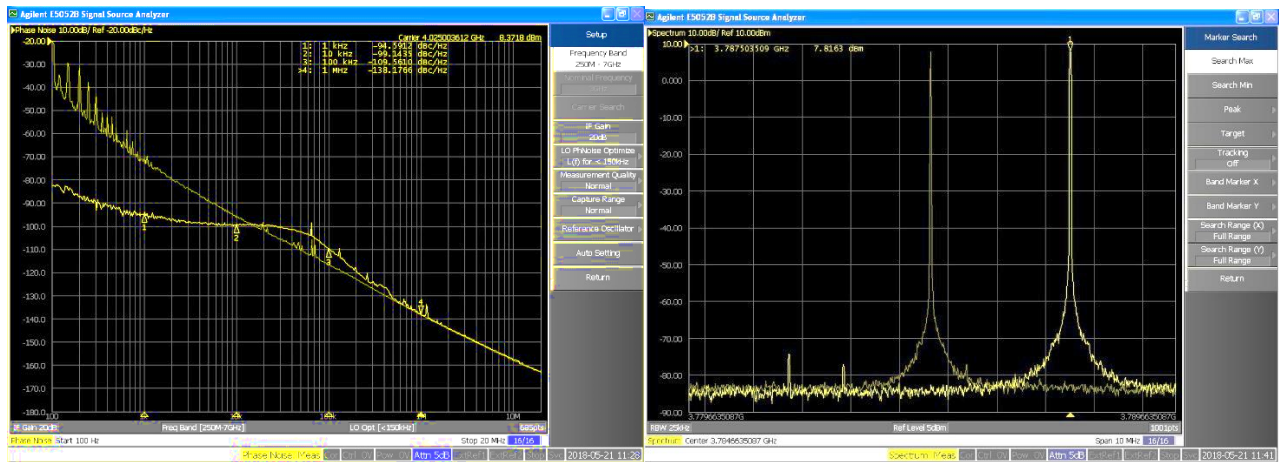


Рисунок 5.9 – Фазовые шумы синхронизированного и автономного генератора и перестройка по частоте

Полученные результаты показывают возможность синхронизации неизохронных генераторов с помощью цепи фазовой автоподстройки частоты, реализованной на современной компонентной базе.

5.6 Выводы по главе

В данной главе приведена методика расчета неизохронных автогенераторов. Была приведена методика моделирования в пакетах прикладных программ ADS и HFSS с использованием современной компонентной базы.

По результатам расчетов и моделирования был спроектирован генератор на частоту 400 МГц.

Для синхронизации использовалась отечественная микросхема ФАПЧ 1288ПЛ1У и разработанная для неё отладочная плата, включающая в себя цепи питания и управления, опорный генератор, подстраиваемый генератор и элементы цепи обратной связи системы ФАПЧ.

В результате были проведены эксперименты по синхронизации неизохронного автогенератора и были сравнены фазовые шумы автономного и синхронизированного автогенераторов.

Заключение

В данной диссертационной работе проведено исследование систем синхронизации неизохронных автогенераторов на примере спин-трансферных наноосцилляторов. Основными результатами проведенных теоретических и экспериментальных исследований являются следующие:

1. Построены математические модели неизохронного автогенератора в системах синхронизации ВГВ и цепью ФАПЧ с учетом влияния теплового белого гауссовского шума, особенностью которых является перестройка по частоте за счет неизохронности.

2. Показано, что в бесфильтровой системе ФАПЧ неизохронного автогенератора на основе модели Славина-Тиберкевича наблюдается эффект полосы захвата, что отличает эту систему от изохронных систем ФАПЧ, где полоса захвата существует только в системах с фильтром в цепи управления.

3. Полосы синхронизма при синхронизации с помощью цепи ФАПЧ и ВГВ являются несимметричными относительно знака частотной расстройки между эталонным и подстраиваемым генератором за счет нелинейности модуляционной характеристики.

4. Показано, что увеличивая значение коэффициента усиления сигнала ошибки в цепи обратной связи ФАПЧ можно увеличить значение полосы синхронизма, но при этом увеличится время вхождения в синхронизм.

5. Ключевым параметром, определяющим ширину полос синхронизма и захвата, а также область отстроек от несущей частоты, при которых удается получить выигрыш в уровне фазовых шумов для системы синхронизации ВГВ, является амплитуда внешнего гармонического сигнала, а для системы ФАПЧ – коэффициент усиления сигнала ошибки в цепи обратной связи.

6. Использование перехода к линеаризованным уравнениям для малых отклонений относительно стационарных значений амплитуды и фазы и использование спектрального метода позволяют определить частотные

коэффициенты передачи для источника теплового шума внутри автогенератора и определить фазовые и амплитудные шумы синхронизированных неизохронных автогенераторов. Определенные таким образом фазовые шумы автономного СТНО на основе предложенной модели превышают шумы синхронизированного СТНО.

7. Для уменьшения уровня фазовых шумов синхронизированных автогенераторов необходимо увеличивать коэффициент усиления сигнала ошибки в цепи обратной связи при синхронизации системой ФАПЧ, увеличивать амплитуду внешнего воздействия при синхронизации ВГВ и увеличивать коэффициент связи в системе взаимной синхронизации двух неизохронных автогенераторов. Ограничениями увеличения значений параметров являются конструктивные и технологические возможности реализации систем синхронизации.

Известно, что системы разной физической природы при соответствующем выборе обобщенных координат могут описываться одинаковыми дифференциальными уравнениями. Такое свойство называется изоморфизмом колебательных систем. Исследование таких универсальных математических моделей позволяет описывать свойства широкого класса устройств. Теория синхронизации неизохронных автогенераторов, разработанная в диссертационной работе как раз описывает свойства систем независимо от физической природы автогенератора.

Таким образом, разработанные в данной диссертационной работе прикладные методы анализа процессов и шумовых характеристик в синхронизированных неизохронных автогенераторах, показывают реальную возможность создания стабильных миниатюрных перестраиваемых автогенераторов.

Список литературы

1. Белов, Л.А. Устройства формирования СВЧ–сигналов и их компоненты: учеб. пособ. / Белов Л.А. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 320 с.
2. Берштейн, И.Л. Флуктуации амплитуды и фазы лампового генератора / И.Л. Берштейн // Изв. АН СССР, Сер. Физ. – 1950. – Т.14. – Вып.2. – С.145-173.
3. Блехман, И.И. Синхронизация в природе и технике / И.И. Блехман – Изд. 2–е, доп. – М.: ЛЕНАНД, 2015. – 352 с.
4. Грюнберг, П. А. От спиновых волн к гигантскому магнетосопротивлению и далее / П. А. Грюнберг // Успехи физических наук. – 2008. – Т. 178. – № 12. – С.1349-1358.
5. Детектирование и генерация субмиллиметровых и терагерцевых колебаний в переходах ферромагнетик-антиферромагнетик / Ю.В. Гуляев [и др.] // Письма в ЖЭТФ. – 2013. – Т.98. – Вып.2. – С.105-109.
6. Макроспин в ферромагнитных нанопереходах / Ю.В. Гуляев [и др.] // ЖЭТФ. – 2008. – Т.134. – Вып.6. – С.1200-1212.
7. Создаваемый ток резонанс в переходах ферромагнетик-антиферромагнетик / Ю.В. Гуляев [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т.57. – №8. – С.888-892.
8. Гуляев, Ю.В. Спинтроника: обменное переключение ферромагнитных металлических переходов при малой плотности тока / Ю.В. Гуляев [и др.] // Успехи физ. наук. – 2009. – Т. 179. – №4. – С.359-368.
9. Дворников, А.А. Автогенераторы в радиотехнике / А.А. Дворников, Г.М. Уткин. // М.: Радио и связь, 1991.
10. Дворников, А.А. Некоторые вопросы теории взаимной синхронизации множества автогенераторов / А.А. Дворников, Г.М. Уткин // Радиотехника. —1976. —т.31. — №3.—с.60-65.

11. Дворников, А.А. О взаимной синхронизации автогенераторов, работающих на связанные излучатели / А.А. Дворников, Г.М. Уткин, А.М. Чуков. //Радиотехника и электроника. —1979. — №11. — Т.24. — с.2254-2261.
12. Дворников, А.А. Стабильные генераторы с фильтрами на поверхностных акустических волнах / А.А. Дворников, В.И. Огурцов, Г.М. Уткин – Москва: Радио и связь, 1983.- 136 с.
13. Дмитриев, В.Ф. Возбуждение распространяющихся волн намагничённости микрополосковыми антеннами / В.Ф. Дмитриев, Б.А. Калиникос // Изв. вузов СССР. Сер. «Физика». – 1988. – №11. – С.24-53.
14. Дмитриев, В.Ф. Экспериментальное исследование комплексного сопротивления излучения спиновых волн / В.Ф. Дмитриев, Б.А. Калиникос, Н.Г. Ковшиков // ЖТФ. – 1986. – Т.56. – №11. – С.2169-2177.
15. Евтянов, С. И. Ламповые генераторы / С. И. Евтянов – М.: Связь, 1967.- 385 с.
16. Евтянов, С. И. Радиопередающие устройства / С. И. Евтянов – М.: Связьиздат, 1950. – 643 с.
17. Жабин, А.С. Влияние внутренних шумов и искажений характеристик дискриминаторов на работу синтезатора частот с системой ФАПЧ: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук 05.12.04. / Жабин Алексей Сергеевич. – М., 2011 г. -190 с.
18. Жабин, А.С. Синтезаторы частот с системой фазовой автоподстройки: учебное пособие / А.С. Жабин. – М.: Издательство МЭИ, 2016. – 64 с.
19. Жалуд, В. Шумы в полупроводниковых устройствах / В. Жалуд, В.Н. Кулешов; под ред. А.К. Нарышкина. - М., Сов. радио, 1977. – 416 с.
20. Неньютоновская динамика быстрого движения магнитного вихря / Б.А. Иванов [и др.]// Письма в ЖЭТФ. – 2010. – т.91. – Вып.4 – С.190-195.
21. Калиникос, Б.А. Спин-волновые устройства и эхо-процессоры / Б.А. Калиникос, А.Б. Устинов, С.А. Баруздин; под ред. В.Н. Ушакова. – М.: Радиотехника, 2013. – 216 с.

22. Капранов, М.В. Синхронизация автогенераторов: учебное пособие по курсу "Теория колебаний" / М.В. Капранов, Г.М. Уткин – М.: МЭИ, 1978. –61 с.
23. Капранов, М.В. Теория колебаний в радиотехнике: учебное пособие для вузов / М.В. Капранов, В.Н. Кулешов, Г.М. Уткин – М.: Наука, 1984. - 320 с.
24. Капранов, М.В. Элементы теории систем фазовой синхронизации: учебное пособие по курсу «Теория колебаний» / М.В. Капранов. – М.: Издательство МЭИ, 2006. – 208 с.
25. Крылов, Г.М. Амплитудно-фазовая конверсия / Г.М. Крылов, В.З. Пруслин, Е.А. Богатырев - М.: Связь, 1979. – 256 с
26. Кувшинов, В.В. Малошумящие генераторы, управляемые по частоте напряжением, на коаксиально-керамических резонаторах: диссертация на соискание ученой степени кандидата наук 05.12.04 / Кувшинов Вадим Владимирович. – М., – 2012 г.- 208 с.
27. Кулешов, В. Н. Эквивалентная емкость ВПС варикапов / В.Н. Кулешов, М. П. Савченко // Радиотехника. – 1988. – № 2. – С. 71-74.
28. Линдсей, В. Системы синхронизации в связи и управлении / В. Линдсей – М.: Сов радио, 1978 – 600с.
29. Микросхема интегральная 1288ПЛ1У. Руководство пользователя. РАЯЖ.431328.005Д17. АО НПЦ «ЭЛВИС» <http://multicore.ru/index.php?id=1360>
30. Синхронизация спин-трансферных наноосцилляторов / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов, М.В. Капранов // Вестник МЭИ. – 2015. – №1. –С.96-100. Личный вклад – 70%.
31. Митрофанов, А.А. Полоса захвата системы фазовой автоподстройки частоты спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том. 9. – №3. – С. 28-31. Личный вклад – 80%.
32. Митрофанов, А.А. Время установления синхронного режима в системе фазовой автоподстройки спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Радиотехнические тетради. – 2014. – № 52. – С.77-78. Личный вклад – 80%.

33. Митрофанов, А.А. Динамические процессы бесфильтровой системы ФАПЧ спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Радиотехнические тетради. – 2013. – №50. – с.73-74. Личный вклад – 80%.

34. Митрофанов, А. А. Динамические процессы бесфильтровой системы фазовой синхронизации спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Материалы 10-й Международной школы-конференции «Хаотические автоколебания и образование структур» (ХАОС-2013) 7-12 октября 2013 г. Саратов. Личный вклад – 80%.

35. Митрофанов, А. А. Нелинейная динамика бесфильтровой системы ФАПЧ спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Материалы международного научно-технического семинара СИНХРОИНФО-2013, г. Ярославль, с.48. Личный вклад – 80%.

36. Митрофанов, А. А. Полоса захвата системы фазовой автоподстройки частоты спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Материалы международного научно-технического семинара СИНХРОИНФО-2014, г. Воронеж. Личный вклад – 80%.

37. Митрофанов, А. А. Ширина спектральной линии системы фазовой синхронизации спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Тезисы докладов IX Всероссийской научной конференции молодых ученых «Нанoeлектроника, Наноефотоника и нелинейная физика» в честь 60-летия ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. г. Саратов 1-3 сентября 2014 г. Личный вклад – 80%.

38. Митрофанов, А. А. Особенности фазовой синхронизации спиновых наногенераторов / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Тезисы докладов 20й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика-2013», Москва, МИЭТ, 2013, с. 143. Личный вклад – 80%.

39. Митрофанов, А. А. Определение полосы захвата фазовой автоподстройки частоты спин-трансферного наноосциллятора / А.А.

Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Материалы 18-й Международной молодежной конференции «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке» г. Харьков 14 – 16 апреля 2014 г. Личный вклад – 80%.

40. Митрофанов, А. А. Уменьшение фазовых шумов спин-трансферного наноосциллятора в системе фазовой автоподстройки частоты / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Сборник трудов конференции «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» «СИНХРОИНФО 2015». г. Санкт-Петербург 28 июня-1 июля 2015 г. с. 113. Личный вклад – 80%.

41. Митрофанов, А. А. Уменьшение фазовых шумов спин-трансферного наноосциллятора в системе фазовой автоподстройки частоты / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Сборник трудов 25-й международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». «Крымико 2015». г. Севастополь, 6-12 сентября 2015 г. – С.771-772. Личный вклад – 80%.

42. Митрофанов, А. А. Ширина спектральной линии спин-трансферного наноосциллятора, синхронизированного фазовой автоподстройкой частоты / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Тезисы докладов всероссийской научной школы-семинара «Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами» г. Саратов, 14-15 мая 2015 г. – С.150. Личный вклад – 80%.

43. Митрофанов, А. А. Сравнение шумовых характеристик систем синхронизации спин-трансферных наноосцилляторов / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Тезисы научной школы «Нелинейные волны – 2016». 27 февраля – 4 марта 2016 г. – С.102. Личный вклад – 80%.

44. Митрофанов, А. А. Фазовые шумы спин-трансферного наноосциллятора при синхронизации системой фазовой автоподстройки частоты и внешним гармоническим сигналом / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Тезисы докладов конференции «Системы синхронизации,

формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» «СИНХРОИНФО 2016» г. Самара 2016. – С.85-87. Личный вклад – 80%.

45. Митрофанов, А. А. Фазовая автоподстройка частоты вихревого спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин // Тезисы докладов XVIII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», Москва, НИУ МЭИ. – 2012 г. Личный вклад – 80%.

46. Митрофанов, А. А., Уменьшение ширины спектральной линии спин-трансферного наноосциллятора при использовании схемы ФАПЧ / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин // Тезисы докладов XIX Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», Москва, НИУ МЭИ, 2013г., – С.38. Личный вклад – 80%.

47. Митрофанов, А. А. Полоса синхронизма бесфильтровой схемы ФАПЧ спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин // Тезисы докладов XX Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М., – НИУ МЭИ. – 2014г. Личный вклад – 80%.

48. Митрофанов, А. А. Амплитудные и фазовые шумы спин-трансферного наноосциллятора в системе фазовой автоподстройки частоты/ А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин // Тезисы докладов XXI Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», М. – НИУ МЭИ. – 2015г. Личный вклад – 80%.

49. Митрофанов, А.А. Амплитудные и фазовые шумы спин-трансферного наноосциллятора синхронизированного внешним воздействием / А.А. Митрофанов, Е.А. Павлов, А.Р. Сафин // Тезисы докладов XXII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». – М. – НИУ МЭИ. – 2016. Личный вклад – 60%.

50. Митрофанов, А.А. Резонансные свойства плёнок железо-иттриевого граната / А.А. Митрофанов, Н.С. Балясов, А.Р. Сафин // Тезисы докладов XXII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» – М. – НИУ МЭИ. – 2016г. Личный вклад – 60%.

51. Митрофанов, А. А. Модель автогенератора с колебательной системой на основе линии задержки на спиновых волнах / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Тезисы докладов конференции «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» «СИНХРОИНФО 2017» г. Казань. – 2017. – С.177-178. Личный вклад – 80%.

52. Генератор на поверхностных акустических волнах с перестройкой по частоте / А.А. Митрофанов, Н.С. Балясов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Тезисы докладов XXIII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» – М. – НИУ МЭИ. – 2017г. Личный вклад – 60%.

53. Митрофанов, А. А. Фазовые шумы синхронизированных неизохронных автогенераторов / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Тезисы докладов XXIII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» – М. – НИУ МЭИ. – 2018г. Личный вклад-80%.

54. Митрофанов, А. А. Сравнение шумовых характеристик систем синхронизации спин-трансферных наноосцилляторов / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Тезисы научной школы «Нелинейные волны – 2018». 26 февраля – 3 марта 2018 г. – с.102. Личный вклад– 80%.

55. Мишагин, К.Г. Динамика спинового наногенератора при изменении направления внешнего магнитного поля / К.Г. Мишагин, К.Н. Алешин // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2011. – №5(3). – С.270-273.

56. Мишагин, К.Г. Синхронизация спинового наногенератора с использованием цепи фазовой автоподстройки частоты / К.Г. Мишагин, В.Д. Шалфеев // Письма в ЖТФ. – 2010. – Т.36. – Вып.22. – С.51-57.

57. Никитов, С.А. Магноника – новое направление спинтроники и спин-волновой электроники / С.А. Никитов // Успехи физических наук. — 2015. — Т.185. — №10. — С.1109-1128.

58. Рабинович, М.И. Введение в теорию колебаний и волн / М.И. Рабинович, Д.И. Трубецков – М.: Наука, 1984. – 432 с.

59. Рытов, С.М. Введение в статистическую радиофизику / С.М. Рытов – М.: Наука, 1978.

60. Савченко, М.П. Способ повышения стабильности частоты управляемого напряжением автогенератора / М.П. Савченко, О.В. Старовойтова // Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канта. – 2015. – Вып. 4. – С. 82-86.

61. Савченко, М.П. Влияние нестабильности амплитуды колебаний и напряжения смещения на частоту автогенератора при встречно-последовательном соединении варикапов / М.П. Савченко, Кулешов В.Н. // Радиотехника. – 1987. – № 12. – С. 16-18.

62. Савченко, М.П. Способ снижения фазовых шумов в автогенераторе с варикапами / М.П. Савченко, О.В. Старовойтова // Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канта. – 2016. – Сер.:Физ.–мат. и тех. науки. – № 1. – С. 71-75.

63. Савченко, М.П. Флуктуации в перестраиваемых варикапами высокочастотных транзисторных автогенераторах: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук 05.12.04 / Савченко Михаил Петрович. – Калининград. – 1987 г.

64. Сафин, А.Р. Особенности взаимной синхронизации неидентичных спин-трансферных наноосцилляторов / А.Р. Сафин, М.В. Капранов, Н.Н. Удалов. // Радиотехника. – 2013. – №10. – с.43-47.

65. Сафин, А.Р. Автоколебательные системы на основе взаимосинхронизированных спин–трансферных наноосцилляторов: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук 05.12.04 / Сафин Ансар Ризаевич. – М., 2014 г. – 169с.
66. Стратонович, Р.Л. Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике / Р.Л. Стратонович – М.: Сов. радио, 1978.
67. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов – М.: Сов радио, 1966.
68. Ферт, А. Происхождение, развитие и перспективы спинтроники / А. Ферт // Успехи физических наук. – 2008. – Т. 178. – №12. – С. 1336-1348.
69. Шахгильдян, В.В. Системы фазовой синхронизации / В.В. Шахгильдян –М.:Радио и связь, 1982. – 288с.
70. Шахтарин, Б.И. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации / Б.И.Шахтарин – М.: Гелиос АРВ, 2007 г. – 256 с.
71. Amin, N. Analysis of Electromagnetic fields generated by a spin-torque oscillator / N. Amin, H. Xi, M. Tang // IEEE Trans. on Magn. – 2009. – Vol.45. – №10. –P.4183-4186.
72. Current-driven excitations in magnetic multilayers: A brief review / J. Bass, S. Urazhdin, N. O. Birge, W. P. Pratt // Phys. Status Solidi A. – 2004. – Vol. 201. – P.1379-1385.
73. Phase locking dynamics of dipolarly coupled vortex-based spin transfer oscillators / A.D. Belanovsky [и др.] // Phys. Rev. B. – 2012. – Vol.85,100409(R).
74. Berger, L. Emission of spin waves by a magnetic multilayers traversed by a current / L. Berger // Phys. Rev. B. – Vol.54,199. – P.9353–9358.
75. Spin-torque oscillator frequency versus magnetic field angle: The prospect of operation beyond 65 GHz / S. Bonetti, P. Muduli, F. Mancoff, J. Akerman // Appl. Phys. Lett. – 2009. – Vol. 94,102507.
76. Effect of thermal fluctuations in spin-torque driven magnetization dynamics / R. Bonin [и др.] // J. Magn. Mater. – 2007. – Vol. 316. – P.E919-E922.

77. Experimental Test of Analytic Theory of Spin-Torque Oscillator Dynamics / C. Boone [и др.] // *Phys. Rev. B.* – 2009. – Vol.79, 140404(R).
78. Temperature dependence of microwave voltage emission associated to spin-transfer induced vortex oscillation in magnetic tunnel junction / P. Bortolotti [и др.] // *Appl. Phys. Lett.* – 2012. – Vol.100, 042408.
79. Clifford, A. E. The development of magnetic tunnel junction fabrication techniques: a dissertation submitted for the degree of Doctor of Philosophy at the University of Cambridge / A. E. Clifford. – July 2002. – p222.
80. Micromagnetic study of the above-threshold generation regime in a spin-torque oscillator based on a magnetic nanocontact magnetized at an arbitrary angle / G. Consolo [и др.] // *Phys. Rev. B.* – 2008. – Vol.78, 014420.
81. Spin-current nano-oscillator based on nonlocal spin injection / V.E. Demidov [и др.] // *Scientific Report.* — 2015. — V. 5. — P. 8578—8578.
82. Spectral linewidth of spin-current nano-oscillators driven by nonlocal spin injection / V.E. Demidov [и др.] // *Applied Physics Letters.* — 2015. — V. 107. — P. 202402-202407.
83. Phase locking of vortex based spin-transfer oscillators to a microwave current / A. Dussaux [и др.]// *Phys. Rev. Lett.* –2010. – №115. – P. 185-211.
84. Eggeling, E. M. Spin-torque induced high frequency excitations and switching in spin-valve nanocontacts: Ph.D. thesis in physics. submitted / Eike Moritz Eggeling. Mai 28th, 2012. – p102.
85. Impact of the electrical connection of spin transfer nanooscillators on their synchronization: an analytical study / B. Georges, J. Grollier, V. Cros, A. Fert // *Appl. Phys. Lett.* – 2008. – Vol.92, 232504.
86. Grollier, J. Synchronization of spin-transfer oscillators driven by stimulated microwave currents / J. Grollier, V. Cros, A. Fert // *Phys. Rev. B.* – 2006. – Vol. 73, 060409.
87. Отладочная плата для микросхемы 1288ПЛ1У. Техническое описание [Электронный ресурс] ООО «Радиокомп». М.,–2016. http://radiocomp.ru/joom/images/storage/products/eb1288/1288_data_sheet.pdf

88. Официальный сайт производителя системы автоматического проектирования ADS [Электронный ресурс] М.,–2018. <http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=RU&lc=rus>
89. Официальный сайт производителя биполярных транзисторов [Электронный ресурс] М.,–2018. <https://www.infineon.com/>
90. Кака, S. Mutual phase-locking of microwave spin-torque nanooscillators / S. Кака [и др.] // Nature. – 2005. – Vol. 437. – P.389-392.
91. Time domain measurements of phase noise in a spin torque oscillator / M. Keller [и др.]// App. Phys. Lett. –2009. –№ 94,193105.
92. Vortex oscillations induced by a spin-polarized current in a magnetic nanopillar: Evidence for a failure of the Thiele approach / A. Khvalkovskiy [и др.] // Phys. Rev. B. – 2009. – Vol.80,140401.
93. Antiferromagnetic THz-frequency Josephson-like Oscillator Driven by Spin Current / R. Khymyn [и др.] // Scientific Reports volume. – 2017. – Vol.7, 43705.
94. Kim, J. V. Generation linewidth of an auto-oscillator with a nonlinear frequency shift: Spin-torque nanooscillator / J.V. Kim, V. Tiberkevich, A.N. Slavin // Phys. Rev. Lett. – 2008. – Vol.100,017207.
95. Kim, J.V. Stochastic theory of spin-transfer oscillator linewidths / J.V. Kim // Phys.Rev. B. – 2006. – Vol. 73,174412.
96. Kim, J.V. Theory of the power spectrum of spin-torque nanocontact vortex oscillators / J.V. Kim, T. Devolder. // Cond-mat. Mtrl.-sci. – 2010. – Vol.2859.
97. Current-induced nanomagnet dynamics for magnetic fields perpendicular to the sample plane / S. I. Kiselev [и др.] // Phys. Rev. Lett. – 2004. – Vol. 93, 036601.
98. Microwave oscillations of a nanomagnet driven by a spin-polarized current / S. I. Kiselev [и др.] // Nature. – 2003. – Vol. 425. – P. 380-383.
99. Spin-transfer excitations of permalloy nanopillars for large applied currents / S. I. Kiselev [и др.] // Phys. Rev. B. – 2005. – Vol. 72, 064430.
100. Vortex spin-torque oscillator stabilized by phase locked loop using integrated circuits / M. Kreissig [и др.] // AIP Advances. – 2017. – Vol.7,056653.

101. Leem, L. Magnetic coupled spin-torque device: spin-based non-volatile logic device and applications: a dissertation submitted to the department of electrical engineering and the committee on graduate studies of Stanford university in partial fulfillment of the requirements for the degree of doctor of philosophy / Larkhoon Leem. – August 2010. – p163.

102. Spin transfer driven resonant expulsion of a magnetic vortex core for efficient rf detector / S. Menshawy [и др.] // AIP Advances. – 2017 – Vol.7, 056608.

103. Current-driven microwave oscillations in current perpendicular-to-plane spin-valve nanopillars / Q. Mistral [и др.] // Appl. Phys. Lett. – 2006. – Vol. 88,192507.

104. Mitrofanov, A.A. Phase Locked Loop of the Spin-Torque Nanooscillator / A.A. Mitrofanov, A.R. Safin, N.N. Udalov // Technical Physics Letters. – 2014. – Vol.40. – №7. (Митрофанов, А.А. Система фазовой синхронизации спин-трансферного наноосциллятора / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Письма в ЖТФ. – 2014. – Т. 40. – Вып. 13. –С.66-72.) WoS, Scopus. DOI: 10.1134/S1063785014070074. Личный вклад – 80%.

105. Mitrofanov, A.A. Amplitude and phase noises of a spin-transfer nano-oscillator synchronized by a phase-lock loop / A.A. Mitrofanov, A.R. Safin, N.N. Udalov // Technical Physics Letters. – 2015. – Vol.41. – №8. (Митрофанов, А.А. Амплитудные и фазовые шумы спин-трансферного наноосциллятора, синхронизированного системой фазовой автоподстройки частоты / А.А. Митрофанов, А.Р. Сафин, Н.Н. Удалов // Письма в ЖТФ. – 2015. – Т. 41. – Вып.16. – С.29-35.) WoS, Scopus. DOI: 10.1134/S1063785015080271. Личный вклад – 80%.

106. Theory of spin torque nano-oscillator-based phase-locked loop / A.A. Mitrofanov, A.R. Safin, N.N. Udalov, M.V. Kapranov // Journal of applied physics. – 2017. – Vol.122,123903. WoS, Scopus. DOI: 10.1063/1.5004117. Личный вклад – 70%.

107. Mitrofanov, A. Physical parameters computation of synchronized spin transfer nano-generator using phase locked loop / A. Mitrofanov A. Safin, // Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO – 2012. Bar, Montenegro,

June 19-21. – 2012. Proceedings, IEEE CAT.CFP1239T-ART, ISBN978-9940-9436-0-8. – P.254-257. Личный вклад – 80%.

108. Theory of spin torque nano-oscillator-based phase-locked loop (Теория фазовой автоподстройки частоты спин-трансферного наноосциллятора) / А.А. Mitrofanov, A.R. Safin, N.N. Udalov, M.V. Kapranov // Journal of applied physics. – 2017. – Vol.122,123903. WoS, Scopus. DOI: 10.1063/1.5004117. Личный вклад – 70%.

109. Mitrofanov, A. A. Amplitude and phase noise of the synchronized spin torque nanooscillator / A. A. Mitrofanov, A.R. Safin, N. N. Udalov // Abstracts from International symposium «Spin Waves 2015». St. Petersburg, Russia, June 7-13. – 2015. Личный вклад – 80%.

110. Coupled-Oscillator Associative Memory Array Operation for Pattern Recognition / D. E. Nikonov [и др.] // IEEE Journal on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits. – 2015. – Vol.2504049.

111. Electrical measurement of spin-wave interactions of proximate spin-transfer nanooscillators / M. R. Pufall [и др.]// Phys. Rev. Lett. – 2006. – Vol. 97, 087206.

112. Frequency modulation of spin-transfer oscillators / M. R. Pufall, [и др.] // Appl. Phys. Lett. – 2005. – Vol. 86, 082506.

113. Current-driven microwave dynamics in magnetic point contacts as a function of applied field angle / W. H. Rippard [и др.] // Phys. Rev. B. – 2004. – Vol. 70, 100406.

114. Direct-current induced dynamics in Co₉₀Fe₁₀/Ni₈₀Fe₂₀ point contacts / W. H. Rippard [и др.] // Phys. Rev. Lett. – 2004. – Vol. 92, 027201.

115. Injection locking and phase control of spin transfer nanooscillators / W. H. Rippard [и др.]// Phys. Rev. Lett. – 2005. – Vol. 95, 067203.

116. Rippard, W. H. Quantitative studies of spin-momentum transfer-induced excitations in Co / W. H. Rippard, M. R. Pufall, T. J. Silva // Appl. Phys. Lett. – 2003. – Vol. 82. – P. 1260-1262.

117. Phase locking of magnetic vortices mediated by antivortices / A. Ruotolo [и др.] // *Nature Nanotechnology*. – 2009. – Vol.4, 528.

118. Mechanisms limiting the coherence time of spontaneous magnetic oscillations driven by dc spinpolarized currents / J. C. Sankey [и др.] // *Phys. Rev. B*. – 2005. – Vol. 72, 224427.

119. Slavin, A. N. Current-induced bistability and dynamic range of microwave generation in magnetic nanostructures / A. N. Slavin, V. S. Tiberkevich // *Phys. Rev. B*. – 2005. – vol. 72, 094428.

120. Slavin, A. N. Nonlinear self-phase-locking effect in an array of current-driven magnetic nanocontacts / A. N. Slavin, V. S. Tiberkevich // *Phys. Rev. B*. – 2005. – Vol. 72, 092407.

121. Slavin, A. N. Approximate theory of microwave generation in a current-driven magnetic nanocontact magnetized in an arbitrary direction / A. N. Slavin, P. Kabos // *IEEE Trans. Magn.* – 2005. – Vol. 41. – P. 1264-1273.

122. Slavin, A. N. Theory of mutual phase locking of spin-torque nanosized oscillators / A. N. Slavin, V. S. Tiberkevich // *Phys. Rev. B*. – 2006. – Vol. 74, 104401.

123. Slavin, A. Nonlinear Auto-Oscillator Theory of Microwave Generation by Spin-Polarized Current / A. Slavin, V. Tiberkevich // *IEEE Trans. on Magnetics*. – 2009. – V.45. – №4. – P. 1875-1918.

124. Slavin, A.N. Excitation of Spin Waves by Spin-Polarized Current in Magnetic Nano-Structures / A.N. Slavin, V. Tiberkevich // *IEEE Trans.* – 2008. – Vol.44.- №7. – P.1916-1927.

125. Slavin, A.N. SpinWave Mode Excited by Spin-Polarized Current in a Magnetic Nanocontact is a Standing Self-Localized Wave Bullet / A.N. Slavin, V. Tiberkevich // *Phys. Rev. Lett.* – 2005. – Vol.95, 237201.

126. Slonczewski, J. C. Current-driven excitation of magnetic multilayers / J.C. Slonczewski // *Magn. Mater.* – 1996. – №159. – P. 583-610.

127. Sun, J. Z. Spin-current interaction with a monodomain magnetic body: A model study / J. Z. Sun // *Phys. Rev. B*. – 2000. – Vol. 62. – P.570-578.

128. Thornton, J.A. Influence of apparatus geometry and deposition conditions on the structure and topography of thick sputtered coatings / J.A. Thornton // *J. Vac Sci. Technol.* – 1974. – v. 11. – p. 666-670.

129. Tiberkevich, V. Nonlinear phenomenological model of magnetic dissipation for large precession angles: Generalization of the Gilbert model / V. Tiberkevich, A. Slavin // *Phys. Rev. B.* – 2007. – Vol. 75, 014440.

130. Tiberkevich, V. Microwave power generated by a spin-torque oscillator in the presence of noise / V. Tiberkevich, A. Slavin, J.V. Kim // *Appl. Phys. Lett.* – 2007. – Vol. 91, 192506.

131. Phase-locking and frustration in an array of nonlinear spin-torque nano-oscillators / V. Tiberkevich, A. Slavin, E. Bankowski, G. Gerhart. // *Appl. Phys. Lett.* – 2009. – Vol. 95, 262505.

132. Torres, L. Intrinsic and thermal linewidths of spin-transfer-driven vortex self-oscillations / L. Torres, M. Carpentieri, E. Martínez // *IEEE Transactions on Magnetics.* – 2013. – Vol. 49, №7.

133. Excitation of a magnetic multilayer by an electrical current / M.Tsoi [и др.] // *Phys. Rev. Lett.* – 1998. – Vol. 80. – P.4281-4284.

134. Tsoi, M. Generation and detection of phase-coherent current-driven magnons in magnetic multilayers / M.Tsoi [и др.] // *Nature.* – 2000. – Vol. 406. – p.46-48.

135. Tsoi, M. Phase-coherent current-driven magnons in magnetic multilayers / M. Tsoi // *J. Magn. Magn. Mater.* – 2002. – Vol. 240. – P.103-107.

136. Tsymbal, E.Y. Effects of band structure and spin independent disorder on conductivity and giant magnetoresistance in Co/Cu and Fe/Cr multilayers / E.Y. Tsymbal, D.G. Pettifor // *Phys. Rev. B.* – 1996. – Vol. 54, 15314.

137. Fractional synchronization of spin-torque nano-oscillators / S. Urazhdin [и др.] // *Phys. Rev. Lett.* – 2008. – Vol. 105. – P. 104-120.

138. Nanomagnonic devices based on the spin-transfer torque / S. Urazhdin [и др.] // *Nature Nanotechnology.* — 2014. — V. 9. — P. 509-513.

139. A GHz Spintronic-Based RF Oscillator / P. Villard [и др.]// IEEE Journal Of Solid-State Circuits. – 2010. – Vol. 45. – №1. – P.214-223.
140. Xi, H. W. In-plane magnetization dynamics driven by spinpolarized currents in magnetic nanostructures / H. W. Xi, Z. Lin // Phys. Rev. B. – 2004. – Vol. 70, 092403.
141. Xi, H. W. Microwave generation by a direct current spin-polarized current in nanoscale square magnets / H. W. Xi, Z. Lin, Y. M. Shi // Appl. Phys. Lett. – 2004. – Vol. 84. – P.4977-4979.
142. Xi, H. W. Static, periodic, and chaotic magnetization behavior induced by spin-transfer torque in magnetic nanopillars / H. W. Xi, Z. Lin, K. Z. Gao // Phys. Rev. B. – 2005. – Vol. 71, 144418.
143. Oscillatory transient regime in the forced dynamics of a spin torque nano-oscillator / Y. Zhou [и др.] // Phys. Rev. B. – 2010. – Vol.82, 012408.

Приложение А

Технология изготовления СТНО

На рисунке А.1. показана последовательность основных этапов производства единичного СТНО. Первым этапом является формирование многослойной структуры путем последовательного напыления необходимых материалов. Напыление происходит в одном технологическом цикле, т.е. образец не извлекается из вакуумной камеры до момента формирования последнего диэлектрического слоя (рисунок А1а). Электрическое соединение с последним металлическим слоем, с которого снимается полезный сигнал, формируется с помощью электронно–лучевой литографии (рисунок А1б). В процессе литографии формируется отверстие, которое имеют форму окружности с радиусом от 40 до 130 нм. Радиус измеряется после окончания процесса литографии и травления с помощью сканирующего электронного микроскопа (СЭМ), или атомно–силового микроскопа (АСМ). После литографии идет процесс реактивного ионного травления (РИТ) (рисунок А1в). Часто в качестве верхнего диэлектрического слоя используется SiN_4 , имеющий толщину порядка 70 нм и обозначенный зеленым цветом на рис. 1. Этот слой может быть сформирован методом плазмо–химического осаждения из газовой фазы (PECVD). Для упрощения технологического процесса можно использовать другой диэлектрик и проводить травление ионно–лучевым методом. После травления и смывания резиста (рис. А1г) напыляется закрывающий слой, который является верхним контактом (рис. А1д), к которому подключается измерительная система. Верхние контакты состоят из двух слоев: Ta(10)/Au(200). Их получают методом магнетронного напыления, где Ta является адгезионным слоем. Создание контактов к нижнему слою (обычно Ru) начинается с оптической литографии (рис. А1е) и ионно–лучевого травления, которое формирует латеральные размеры 100x100 мкм (рис.А1ж). Контактные площадки Ta(10)/Au(250) формируются с

помощью ультрафиолетовой литографии (рис. А1з) и магнетронного распыления (рисунок А1и), таким образом, обеспечивая возможность подводки макроконтактов для электрических измерений.

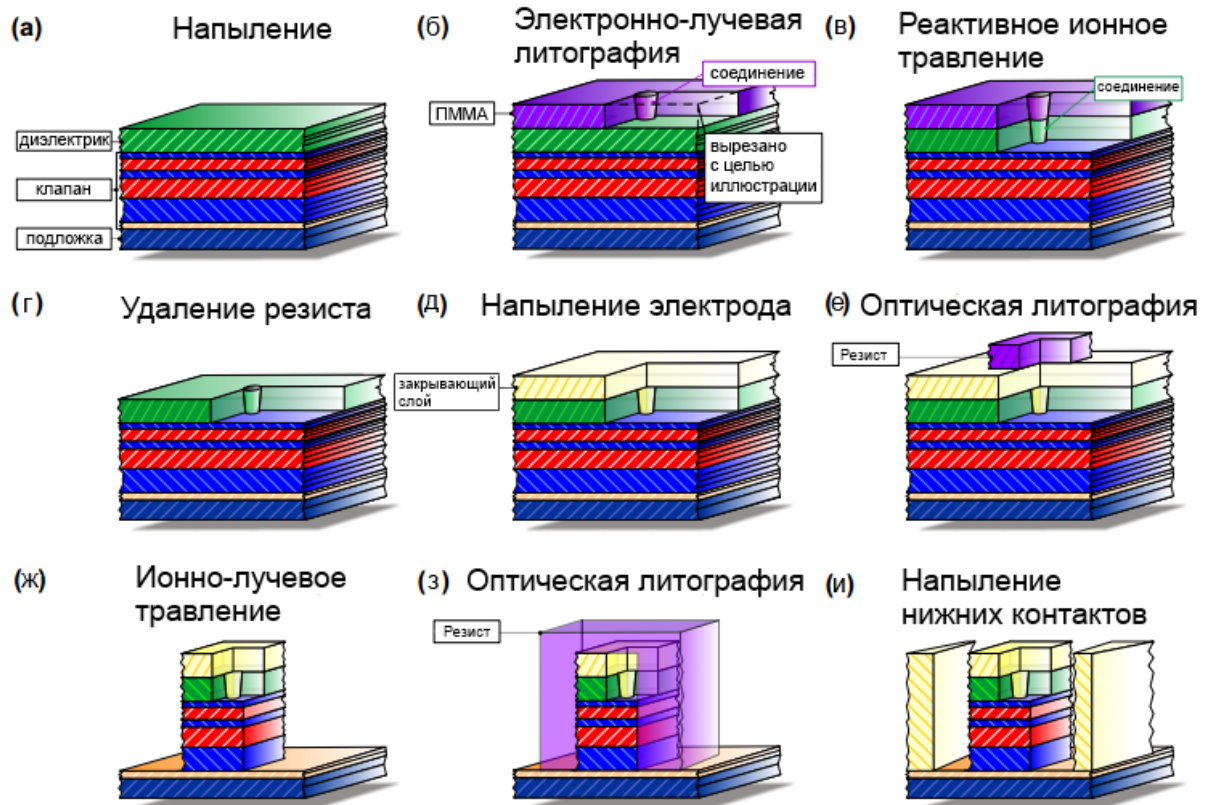


Рисунок А.1 – Основные этапы получения спин–трансферного наноосциллятора

Выбор подложки является одним из важнейших факторов для получения тонкопленочного устройства высокого качества. Подложка должна являться хорошим изолятором, быть теплопроводной, высокостабильной и обеспечивать хорошую адгезию. Дополнительными требованиями являются низкая стоимость и удобство использования. Наиболее часто используются кремниевые пластины с окисленной поверхностью (SiO_2). Примером являются пластины, состоящие из 100 нм слоя SiO_2 и 0,5 мм слоя кремния. Также часто используются пластины сапфира (Al_2O_3) с R – ориентацией кристаллической решетки (1 1 0 2).

Подготовка подложки заключается в проверке чистоты, отсутствия царапин и в выборе необходимых размеров с учетом конечных требования к изделию. В качестве подготовки к процессу напыления пластины помещаются в ванну с ацетоном, с ультразвуковой очисткой на один час. После этой промывки пластины помещаются в ультразвуковую ванну с хлороформом на два часа, для очистки от остатков смазки, которая могла остаться после резки пластин. Подложки после этого высушиваются с помощью воздушной пушки, затем помещаются в ультразвуковую ванну с ацетоном на 2 часа. Наконец, пластины высушиваются и вручную осматриваются на наличие грязных точек и дорожек с помощью оптического микроскопа. От грязных точек пластины очищаются с помощью хлопковых салфеток, смоченных в ацетоне, затем полностью промываются в ацетоне и высушиваются. Данная последовательность является наиболее эффективной для подготовки подложек [101].

Существуют различные способы получения многослойных тонкопленочных структур. Во многих работах [79, 101] использовались технологии магнетронного, термического и ионно–лучевого напыления.

Наиболее универсальной является технология магнетронного напыления, тем более что чаще всего она уже дополнительно оснащена системой термического напыления. Необходимыми элементами системы являются:

1. Роторный насос.
2. Турбомолекулярный насос.
3. Системы распыления мишени постоянным током (DC) и переменным полем (HF).
4. Охлаждающая обшивка рабочей камеры для уменьшения давления внутри рабочей камеры.
5. Контроль и регулировка давления рабочего газа в камере.
6. Устройство вращения подложки.
7. Устройство управления положением подложки (расстоянием и углом поворота) относительно мишени.
8. Датчик скорости напыления.

9. Система подогрева подложки.

10. Источник внешнего магнитного поля в процессе напыления для ориентации оси легкого намагничивания в плоскости образца.

Необходимое давление внутри рабочей камеры должно достигать значения $10^{-7} - 10^{-10}$ мБар. Для достижения таких значений используется методика двухступенчатого откачивания, заключающаяся в использовании роторного и турбомолекулярного насосов. Роторный насос является устройством создания первичного разрежения, с его помощью достигается давление форвакуума (10^{-4} мБар). Далее включается турбомолекулярный насос, камеры подогреваются в течение 6 часов, способствуя выходу газа от стенок и модуля напыления. В начале запуска системы проверяется плотность сопряжения основных элементов конструкции. Давление должно быть приблизительно $5 \cdot 10^{-8}$ мБар. Затем подключается охлаждающая жидкость и происходит заполнение обшивки с жидким азотом. Остаточные газы откачиваются насосом в течение 1,5–2 часов, итоговое давление может достигать 10^{-9} мБар.

Давление аргона в системе является одним из ключевых параметров напыления. Давление должно быть достаточно высоко, однако оно также влияет на структуру получаемой пленки. Модель зон Торнтон [128] для напыляемых пленок хорошо описывает влияние температуры и давления на структуру пленки, как показано на рисунке А2. Зона 1 содержит волокнистые зерна. Между зернами существуют свободные пространства из-за конической формы роста зерен. Из-за низкой температуры поверхностная диффузия недостаточна, чтобы обеспечить заполнение свободных зон. Зона 1 пленки имеет грубую поверхность. Зона Т – зона переноса, формируется при низком давлении и температуре, большей чем температура в зоне 1. Появление свободных зон из-за конического способа роста зерен достаточно значительно, однако заполнение этих зон может происходить из-за движения кластеров атомов зоны Т. Поверхность зоны Т является гладкой. Поверхность зон 2 и 3 является столбчатой из-за эпитаксиального способа роста зерен. При увеличении температуры происходит увеличение мобильности кластеров атомов, что приводит к увеличению диффузии в зоне 3.

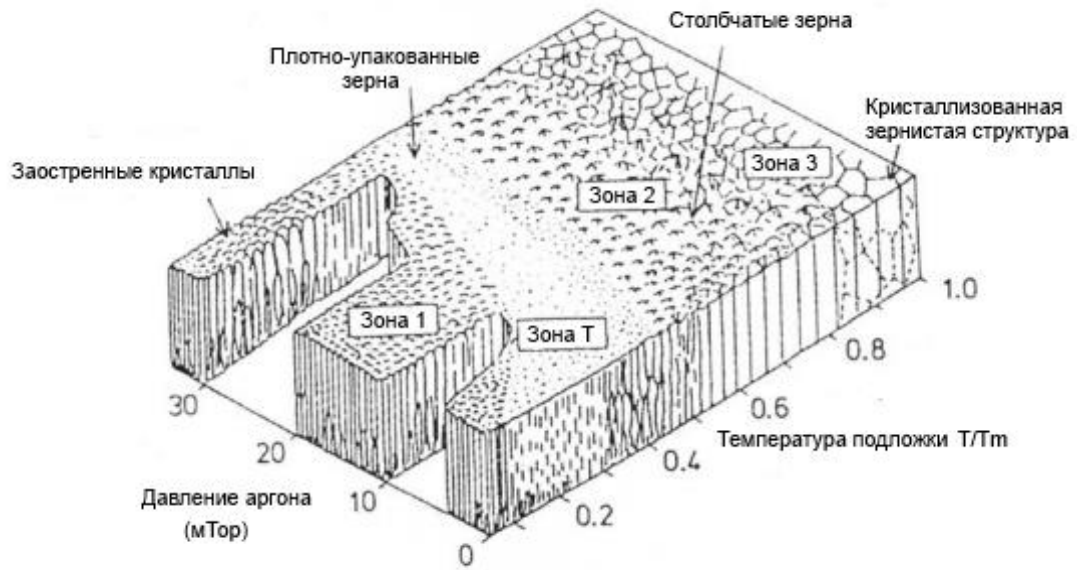


Рисунок А.2 – Модель зон Торнтона

Так как не происходит подогрева, то зоны 2 и 3 в пленке не появляются. Низкое давление используется для увеличения зоны Т в готовой пленке. Однако стоит учитывать то, что можно повредить структуру барьеров, при напылении последующих слоев при низком давлении, т.к. в этом случае будут появляться атомы с большой кинетической энергией. В этом случае распыляемый материал оказывает влияние на структуру барьеров, приводя к внедрению вещества в решетку диэлектрика. Повреждения можно минимизировать, напыляя тонкий промежуточный слой алюминия на барьер. Атомы алюминия имеют низкую массу и, соответственно, низкую кинетическую энергию. Давление, обеспечивающее высокое внедрение распыляемого вещества в структуру образца обычно используется для верхнего электрода который вскоре уменьшается.

До начала литографии образец для формирования оси легкого намагничивания отжигается в печи при $260^{\circ} - 300^{\circ}$ в течение 30 минут при поле 1 Тл.

В зависимости от необходимого разрешения используется два метода литографии. Для получения точечных контактов радиусом 130–140 нм используется электронно–лучевая, или ионно–лучевая литография, для

микрометрового разрешения используется оптическая литография. Последний метод хорошо известен, и далее не описывается.

Для создания наноразмерных устройств часто используется электронно–лучевая или ионно–лучевая литография. Для этого используется соответственно, электронная (FEG) или ионная колонна (FIB), оснащенная прерывателем зонда (blanker). Ионно–лучевая литография обладает недостатками – разрушение образца, проникновение ионов в структуру, ионизация и разрушение химических связей. Поэтому чаще используется электронно–лучевая литография.

Первым этапом литографии является нанесение фоторезиста, например полиметилметакрилат (ПММА), на подложку, вращающуюся с частотой в несколько тысяч оборотов в минуту. При этом каждый процесс извлечения образца из вакуумной камеры сопровождается промыванием образца в ультразвуковой ванне с ацетоном или изопропиловым спиртом. После нанесения резиста пленка выпекается при 100–170° С в течение нескольких минут для очистки от растворителя и перестройке молекул полимера в форму цепи, таким образом улучшая её структурную стойкость. После создания рабочего давления порядка 10^{-6} мБар происходит фокусировка и выстраивание электронной пушки на поверхности образца. Процесс позиционирования выполняется с помощью специального компьютерного драйвера. Затем запускается процедура предварительного выстраивания нужной геометрии, облучая необходимые участки поверхности потоком электронов. Последний шаг заключается в создании необходимой геометрии, погружая образец в растворитель на 1–2 минуты, таким образом, избавляясь от растворимых участков резиста. Заканчивается процесс литографии промыванием образца в нейтральной среде.

Ионно–лучевое травление является единственным способом травления спин–электронных структур, поскольку ферромагнитные материалы, например кобальт и железо, не подходят для использования плазмы CF_4 . При ионно–лучевом травлении удаление поверхностных слоев осуществляется в результате физического распыления ионами, которые химически не реагируют с обрабатываемым материалом. Кроме того ионное травление, как процесс

вертикальной бомбардировки ионами по поверхности не оставляет остатков распыления под резистом. Остатки ухудшают разрешение и качество изоляции вокруг наностолба во время напыления кремния. К недостаткам ионного травления можно отнести отсутствие селективности материалов (следовательно, мощность пучка должна быть хорошо откалибрована) и перенапыление травленого вещества на стенки наностолба, что может приводить к замыканиям перехода. Чтобы уменьшить эффект от перенапыления, ионное травление проходит при низком давлении и расположении стойки с подложками под углом в 15° к падающим ионам. В зависимости от системы, стойка с подложками может вращаться. Угловое ионное травление предназначено для очистки боковых сторон перехода.

Установка по ионно–лучевому травлению может быть дополнительно оснащена масс–спектрометром вторичных ионов. Использование масс–спектрометра способно определить тип распыляемого вещества. Это позволяет остановить процесс травления, когда обнаружатся ионы слоя, который не нужно распылять.

Приложение Б

Вывод уравнений для амплитудных и фазовых шумов двух взаимно синхронизированных СТНО

Систему (4.5) перепишем в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dU_1}{dt} = f_1(U_1, U_2, \varphi_1, \varphi_2) + \tilde{n}_1 \\ \frac{dU_2}{dt} = f_2(U_1, U_2, \varphi_1, \varphi_2) + \tilde{n}_2 \\ \frac{d\varphi_1}{dt} = f_3(U_1, U_2, \varphi_1, \varphi_2) + \frac{\tilde{n}_1}{U_1} \\ \frac{d\varphi_2}{dt} = f_4(U_1, U_2, \varphi_1, \varphi_2) + \frac{\tilde{n}_2}{U_2} \end{array} \right. \quad (\text{Б.1})$$

Линеаризуем систему (A2.1) относительно стационарных значений U_1^0 , U_2^0 , φ_1^0 , φ_2^0 и перейдем к уравнениям для малых отклонений δu_1 , δu_2 , $\delta \varphi_1$ и $\delta \varphi_2$ соответственно.

Получим систему уравнений в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\delta u_1}{dt} = \frac{\partial f_1}{\partial U_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_1}{\partial U_2} \delta u_2 + \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_1} \delta \varphi_1 + \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_2} \delta \varphi_2 + \tilde{n}_1 \\ \frac{d\delta u_2}{dt} = \frac{\partial f_2}{\partial U_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_2}{\partial U_2} \delta u_2 + \frac{\partial f_2}{\partial \varphi_1} \delta \varphi_1 + \frac{\partial f_2}{\partial \varphi_2} \delta \varphi_2 + \tilde{n}_2 \\ \frac{d\delta \varphi_1}{dt} = \frac{\partial f_3}{\partial U_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_3}{\partial U_2} \delta u_2 + \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_1} \delta \varphi_1 + \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_2} \delta \varphi_2 + \frac{\tilde{n}_1}{U_1^0} \\ \frac{d\delta \varphi_2}{dt} = \frac{\partial f_4}{\partial U_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_4}{\partial U_2} \delta u_2 + \frac{\partial f_4}{\partial \varphi_1} \delta \varphi_1 + \frac{\partial f_4}{\partial \varphi_2} \delta \varphi_2 + \frac{\tilde{n}_2}{U_2^0} \end{array} \right. \quad (\text{Б.2})$$

Используя спектральный метод ($\frac{d}{dt} = j\omega$) перейдем к линейной неоднородной системе уравнений:

$$\begin{cases} (f_{1U_1} - j\omega)\delta u_1 + f_{1U_2}\delta u_2 + f_{1\varphi_1}\delta\varphi_1 + f_{1\varphi_2}\delta\varphi_2 = \tilde{n}_1 \\ f_{2U_1}\delta u_1 + (f_{2U_2} - j\omega)\delta u_2 + f_{2\varphi_1}\delta\varphi_1 + f_{2\varphi_2}\delta\varphi_2 = \tilde{n}_2 \\ f_{3U_1}\delta u_1 + f_{3U_2}\delta u_2 + (f_{3\varphi_1} - j\omega)\delta\varphi_1 + f_{3\varphi_2}\delta\varphi_2 = \frac{\tilde{n}_1}{U_1^0} \\ f_{4U_1}\delta u_1 + f_{4U_2}\delta u_2 + f_{4\varphi_1}\delta\varphi_1 + (f_{4\varphi_2} - j\omega)\delta\varphi_2 = \frac{\tilde{n}_2}{U_2^0} \end{cases} \quad (\text{Б.3})$$

где $f_{iU_j} = \frac{\partial f_i}{\partial U_j}$, $f_{i\varphi_j} = \frac{\partial f_i}{\partial \varphi_j}$, $i=1\dots 4$, $j=1,2$:

$$f_{1U_1} = \frac{\partial f_1}{\partial U_1} = \Gamma_{G1}[(\zeta_1 - 1) - 3U_1^2(\zeta_1 + Q_1)] \quad (\text{Б.4})$$

$$f_{2U_1} = \frac{\partial f_2}{\partial U_1} = \Omega_2 \quad (\text{Б.5})$$

$$f_{1U_2} = \frac{\partial f_1}{\partial U_2} = \Omega_1 \quad (\text{Б.6})$$

$$f_{2U_2} = \frac{\partial f_2}{\partial U_2} = \Gamma_{G2}[(\zeta_2 - 1) - 3U_2^2(\zeta_2 + Q_2)] \quad (\text{Б.7})$$

$$f_{1\varphi_1} = \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_1} = -\Omega_1 U_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) \quad (\text{Б.8})$$

$$f_{2\varphi_1} = \frac{\partial f_2}{\partial \varphi_1} = \Omega_2 U_1 \sin(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) \quad (\text{Б.9})$$

$$f_{1\varphi_2} = \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_2} = \Omega_1 U_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) \quad (\text{Б.10})$$

$$f_{2\varphi_2} = \frac{\partial f_2}{\partial \varphi_2} = -\Omega_2 U_1 \sin(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) \quad (\text{Б.11})$$

$$f_{3U_1} = \frac{\partial f_3}{\partial U_1} = 2N_1 U_1 + \frac{\Omega_1 U_2}{U_1^2} \sin(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) \quad (\text{Б.12})$$

$$f_{4U_1} = \frac{\partial f_4}{\partial U_1} = -\frac{\Omega_2}{U_2} \sin(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) \quad (\text{Б.13})$$

$$f_{3U_2} = \frac{\partial f_3}{\partial U_2} = -\frac{\Omega_1}{U_1} \sin(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) \quad (\text{Б.14})$$

$$f_{4U_2} = \frac{\partial f_4}{\partial U_2} = 2N_2U_2 + \frac{\Omega_2U_1}{U_2^2} \sin(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) \quad (\text{Б.15})$$

$$f_{3\varphi_1} = \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_1} = -\frac{\Omega_1U_2}{U_1} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) \quad (\text{Б.16})$$

$$f_{4\varphi_1} = \frac{\partial f_4}{\partial \varphi_1} = \frac{\Omega_2U_1}{U_2} \cos(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) \quad (\text{Б.17})$$

$$f_{3\varphi_2} = \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_2} = \frac{\Omega_1U_2}{U_1} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) \quad (\text{Б.18})$$

$$f_{4\varphi_2} = \frac{\partial f_4}{\partial \varphi_2} = -\frac{\Omega_2U_1}{U_2} \cos(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) \quad (\text{Б.19})$$

Систему (Б.3) можно решить численно в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta u_1(\omega) = \frac{(\Delta_{11}(\omega) + \frac{\Delta_{13}(\omega)}{U_1^0})\tilde{n}_1 + (\Delta_{12}(\omega) + \frac{\Delta_{14}(\omega)}{U_2^0})\tilde{n}_2}{\Delta(\omega)} \\ \delta u_2(\omega) = \frac{(\Delta_{21}(\omega) + \frac{\Delta_{23}(\omega)}{U_1^0})\tilde{n}_1 + (\Delta_{22}(\omega) + \frac{\Delta_{24}(\omega)}{U_2^0})\tilde{n}_2}{\Delta(\omega)} \\ \delta \varphi_1(\omega) = \frac{(\Delta_{31}(\omega) + \frac{\Delta_{33}(\omega)}{U_1^0})\tilde{n}_1 + (\Delta_{32}(\omega) + \frac{\Delta_{34}(\omega)}{U_2^0})\tilde{n}_2}{\Delta(\omega)} \\ \delta \varphi_2(\omega) = \frac{(\Delta_{41}(\omega) + \frac{\Delta_{43}(\omega)}{U_1^0})\tilde{n}_1 + (\Delta_{42}(\omega) + \frac{\Delta_{44}(\omega)}{U_2^0})\tilde{n}_2}{\Delta(\omega)} \end{array} \right. \quad (\text{Б.20})$$

где определители имеют вид:

$$\Delta(\omega) = \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1U2} & f_{1\varphi1} & f_{1\varphi2} \\ f_{2U1} & f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi1} & f_{2\varphi2} \\ f_{3U1} & f_{3U2} & f_{3\varphi1} - j\omega & f_{3\varphi2} \\ f_{4U1} & f_{4U2} & f_{4\varphi1} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{B.21})$$

$$\Delta_{11}(\omega) = \begin{vmatrix} f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi1} & f_{2\varphi2} \\ f_{3U2} & f_{3\varphi1} - j\omega & f_{3\varphi2} \\ f_{4U2} & f_{4\varphi1} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{B.22})$$

$$\Delta_{12}(\omega) = - \begin{vmatrix} f_{1U2} & f_{1\varphi1} & f_{1\varphi2} \\ f_{3U2} & f_{3\varphi1} - j\omega & f_{3\varphi2} \\ f_{4U2} & f_{4\varphi1} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{B.23})$$

$$\Delta_{13}(\omega) = \begin{vmatrix} f_{1U2} & f_{1\varphi1} & f_{1\varphi2} \\ f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi1} & f_{2\varphi2} \\ f_{4U2} & f_{4\varphi1} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{B.24})$$

$$\Delta_{14}(\omega) = - \begin{vmatrix} f_{1U2} & f_{1\varphi1} & f_{1\varphi2} \\ f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi1} & f_{2\varphi2} \\ f_{3U2} & f_{3\varphi1} - j\omega & f_{3\varphi2} \end{vmatrix} \quad (\text{B.25})$$

$$\Delta_{21}(\omega) = - \begin{vmatrix} f_{2U1} & f_{2\varphi1} & f_{2\varphi2} \\ f_{3U1} & f_{3\varphi1} - j\omega & f_{3\varphi2} \\ f_{4U1} & f_{4\varphi1} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{B.26})$$

$$\Delta_{22}(\omega) = \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1\varphi1} & f_{1\varphi2} \\ f_{3U1} & f_{3\varphi1} - j\omega & f_{3\varphi2} \\ f_{4U1} & f_{4\varphi1} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{B.27})$$

$$\Delta_{23}(\omega) = - \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1\varphi1} & f_{1\varphi2} \\ f_{2U1} & f_{2\varphi1} & f_{2\varphi2} \\ f_{4U1} & f_{4\varphi1} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{B.28})$$

$$\Delta_{24}(\omega) = \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1\varphi1} & f_{1\varphi2} \\ f_{2U1} & f_{2\varphi1} & f_{2\varphi2} \\ f_{3U1} & f_{3\varphi1} - j\omega & f_{3\varphi2} \end{vmatrix} \quad (\text{B.29})$$

$$\Delta_{31}(\omega) = \begin{vmatrix} f_{2U1} & f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi2} \\ f_{3U1} & f_{3U2} & f_{3\varphi2} \\ f_{4U1} & f_{4U2} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{Б.30})$$

$$\Delta_{32}(\omega) = - \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1U2} & f_{1\varphi2} \\ f_{3U1} & f_{3U2} & f_{3\varphi2} \\ f_{4U1} & f_{4U2} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{Б.31})$$

$$\Delta_{33}(\omega) = \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1U2} & f_{1\varphi2} \\ f_{2U1} & f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi2} \\ f_{4U1} & f_{4U2} & f_{4\varphi2} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{Б.32})$$

$$\Delta_{34}(\omega) = - \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1U2} & f_{1\varphi2} \\ f_{2U1} & f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi2} \\ f_{3U1} & f_{3U2} & f_{3\varphi2} \end{vmatrix} \quad (\text{Б.33})$$

$$\Delta_{41}(\omega) = - \begin{vmatrix} f_{2U1} & f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi1} \\ f_{3U1} & f_{3U2} & f_{3\varphi1} - j\omega \\ f_{4U1} & f_{4U2} & f_{4\varphi1} \end{vmatrix} \quad (\text{Б.34})$$

$$\Delta_{42}(\omega) = \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1U2} & f_{1\varphi1} \\ f_{3U1} & f_{3U2} & f_{3\varphi1} - j\omega \\ f_{4U1} & f_{4U2} & f_{4\varphi1} \end{vmatrix} \quad (\text{Б.35})$$

$$\Delta_{43}(\omega) = - \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1U2} & f_{1\varphi1} \\ f_{2U1} & f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi1} \\ f_{4U1} & f_{4U2} & f_{4\varphi1} \end{vmatrix} \quad (\text{Б.36})$$

$$\Delta_{44}(\omega) = \begin{vmatrix} f_{1U1} - j\omega & f_{1U2} & f_{1\varphi1} \\ f_{2U1} & f_{2U2} - j\omega & f_{2\varphi1} \\ f_{3U1} & f_{3U2} & f_{3\varphi1} - j\omega \end{vmatrix} \quad (\text{Б.37})$$

Далее от (Б.20) перейдем к спектральным плотностям:

$$\left\{ \begin{array}{l}
S_{\delta u_1}(\omega) = \left| \frac{\Delta_{11}(\omega) + \frac{\Delta_{13}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}_1} + \left| \frac{\Delta_{12}(\omega) + \frac{\Delta_{14}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}_2} \\
S_{\delta u_2}(\omega) = \left| \frac{\Delta_{21}(\omega) + \frac{\Delta_{23}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}_1} + \left| \frac{\Delta_{22}(\omega) + \frac{\Delta_{24}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}_2} \\
S_{\delta \varphi_1}(\omega) = \left| \frac{\Delta_{31}(\omega) + \frac{\Delta_{33}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}_1} + \left| \frac{\Delta_{32}(\omega) + \frac{\Delta_{34}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}_2} \\
S_{\delta \varphi_2}(\omega) = \left| \frac{\Delta_{41}(\omega) + \frac{\Delta_{43}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}_1} + \left| \frac{\Delta_{42}(\omega) + \frac{\Delta_{44}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2 S_{\tilde{n}_2}
\end{array} \right. \quad (\text{B.38})$$

Приложение В

Методика моделирования генераторов с использованием пакетов прикладных программ Advanced Design System и HFSS

Система ADS является одной из передовых в отрасли системой автоматизированного проектирования (САПР) ВЧ-, СВЧ- и высокоскоростных цифровых электронных устройств [88]. В САПР ADS впервые использованы такие инновационные и коммерчески успешные технологии, как X-параметры и 3D электромагнитное (ЭМ) моделирование, применяемые ведущими компаниями в сфере беспроводной связи, компьютерных сетей, в аэрокосмической и оборонной промышленности. Благодаря широкому набору библиотек и ко-симуляции на уровне «схема–система–ЭМ анализ» в едином программном пакете, система ADS обеспечивает полный цикл проектирования и верификации устройств WiMAX™, LTE, высокоскоростных устройств передачи данных, радиолокационных и спутниковых систем.

Основные преимущества САПР ADS:

- Полный интегрированный набор простых в использовании программ для точного моделирования систем, схем и электромагнитного моделирования
- Специализированные Помощники конструктора (DesignGuides) для различных приложений аккумулируют многолетний опыт проектирования электронных устройств
- В отличие от других систем проектирования, САПР ADS обеспечена эксклюзивной ранней поддержкой ведущими производителями микросхем и компонентов.

В системе ADS использованы самые инновационные и коммерчески успешные технологии, в том числе, моделирование методом гармонического баланса (Harmonic Balance), моделирование методом огибающей (Circuit

Envelope), моделирование методом Transient Convolution, моделирование на уровне системы Keysight Ptolemy, генерация файлов X-параметров, планарное электромагнитное (ЭМ) моделирование методом Моментов (Momentum) и 3D электромагнитное моделирование (включая моделирование методом конечных элементов FEM и методом конечных разностей во временной области FDTD). Благодаря широкому набору библиотек сигналов беспроводной связи для ADS и ко-симуляции на уровне «схема-система-ЭМ анализ» САПР ADS обеспечивает полный цикл проектирования и верификации устройств в едином программном пакете.

Основные возможности:

- Полнофункциональная среда для создания принципиальных схем и топологии
- Инновационные и лучшие в отрасли схмотехнические и системные симуляторы
- Прямой доступ к 3D планарным и полноценным 3D ЭМ методикам моделирования
- Самое большое число библиотек для технологических процессов (PDK), создаваемых и поддерживаемых ведущими производителями компонентов
- Интеграция с маршрутом проектирования устройств в САПР таких компаний, как Cadence, Mentor и Zuken
- Панель оптимизации, поддерживающая управление процессом оптимизации в режиме реального времени с использованием любого из 12 мощных оптимизаторов
- Создание модели с использованием X-параметров на основе принципиальной схемы и результатов измерений с помощью нелинейного векторного анализатора цепей Keysight NVNA для проектирования нелинейных высокочастотных схем

- Новейшие библиотеки беспроводных устройств, позволяющие проектировать и проверять на соответствие последним стандартам беспроводной связи.

В качестве активного элемента выберем транзистор BFP181 производства компании Infineon. Для этого транзистора на сайте компании производителя есть подробные описания и модель Гуммеля–Пуна, подходящая для моделирования в различных САПР [89]. Это n–p–n кремниевый транзистор, рекомендуемый для создания малошумящих, широкополосных усилителей. Основные параметры транзистора представлены в таблице В.1.

Таблица В.1

Характеристики транзистора Infineon BFP181

Максимальные значения				
Параметр	Значение			Единица измерения
Напряжение коллектор–эмиттер	12			В
Напряжение коллектор–база	20			В
Напряжение эмиттер–база	2			В
Ток коллектора	40			мА
Ток базы	2			мА
Рассеиваемая мощность	175			мВт
Статические характеристики				
Пробивное напряжение коллектор–эмиттер	12			В
Обратный ток коллектор–эмиттер при $V_{КЭ} = 20$ $V_{БЭ} = 0$	100			мкА
Обратный ток коллектор–база при $V_{КБ} = 10$ $I_{Э} = 0$	100			нА
Обратный ток эмиттер–база при $V_{ЭБ} = 1$ $I_{К} = 0$	1			мкА
Динамические характеристики				
Параметр	Значение			ГГц
	Мин	Ном	Макс	
Граничная частота	6	8		ГГц
Емкость коллектор база		0,19	0,4	пФ

при $V_{KB} = 10\text{ В}$ $f = 1\text{ МГц}$ $V_{БЭ} = 0$, эмиттер заземлен				
Емкость коллектор эмиттер при $V_{КЭ} = 10\text{ В}$, $f = 1\text{ МГц}$, $V_{KB} = 0$ база заземлена	0,3			пФ
Минимальное значение коэффициента шума при $I_K = 2\text{ мА}$, $V_{КЭ} = 8\text{ В}$, $f = 900\text{ МГц}$	0,9			дБ
Коэффициент усиления по мощности $I_K = 5\text{ мА}$, $V_{КЭ} = 8\text{ В}$, $f = 900\text{ МГц}$	21			дБ
Сквозное усиление S21 $I_K = 5\text{ мА}$, $V_{КЭ} = 8\text{ В}$, $f = 900\text{ МГц}$	17,5			—

На рисунке В.1 показаны входная и проходная характеристики транзистора. На рисунке В.2 показано семейство выходных характеристик транзистора.

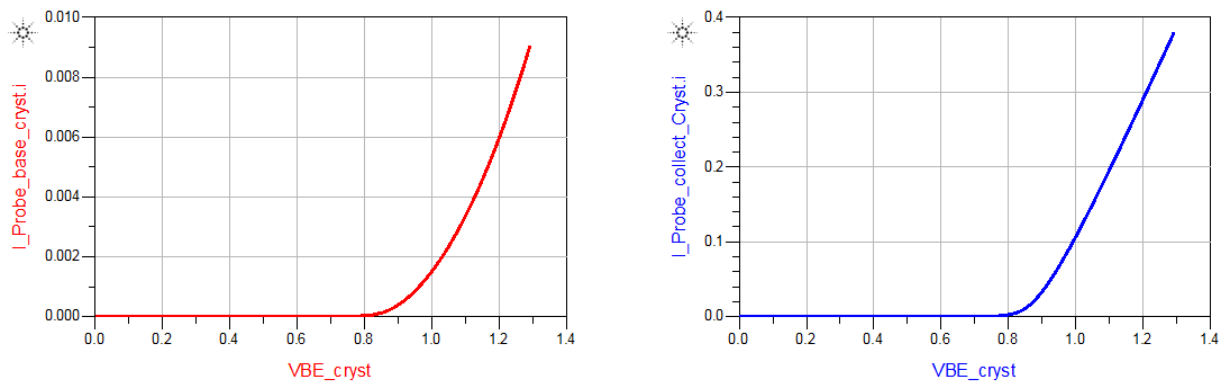


Рисунок В.1 – Входная и проходная характеристики транзистора

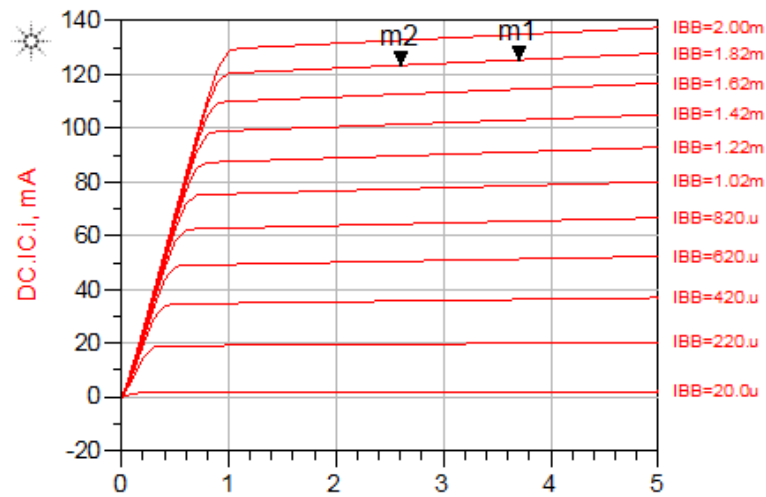


Рисунок В.2 – Семейство выходных характеристик

Для построения характеристик, показанных на рисунках В.1 и В.2 использовались схемы, показанные на рисунках В.3 и В.4.

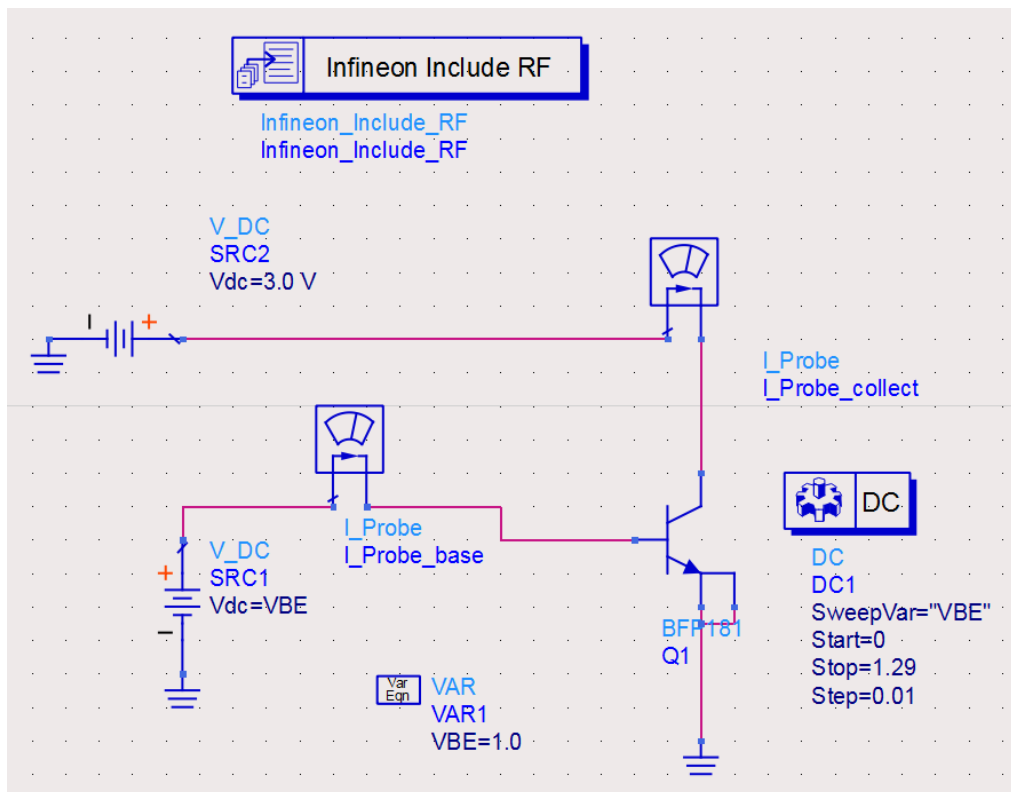


Рисунок В.3 – Схема моделирования проходной и входной характеристики транзистора

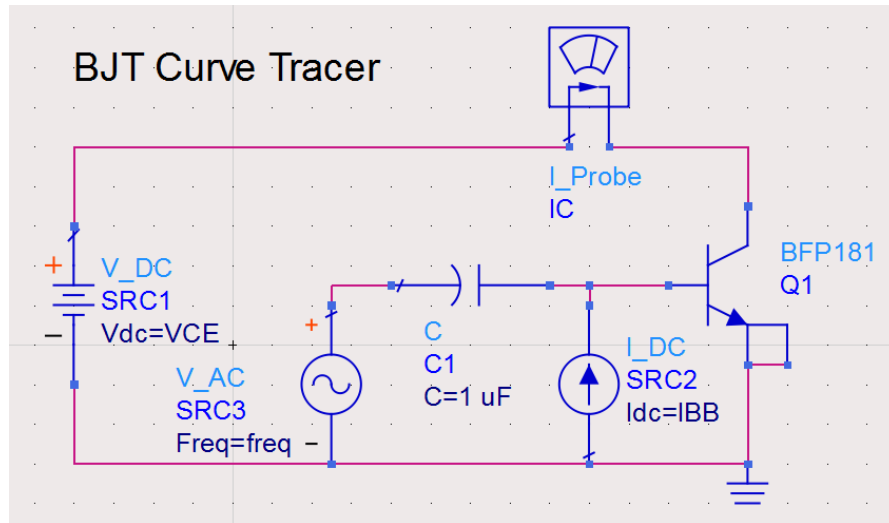


Рисунок В.4 – Схема моделирования семейства выходных характеристик

На рисунке В.5 показана зависимость статического коэффициента усиления по току в зависимости от тока в цепи базы.

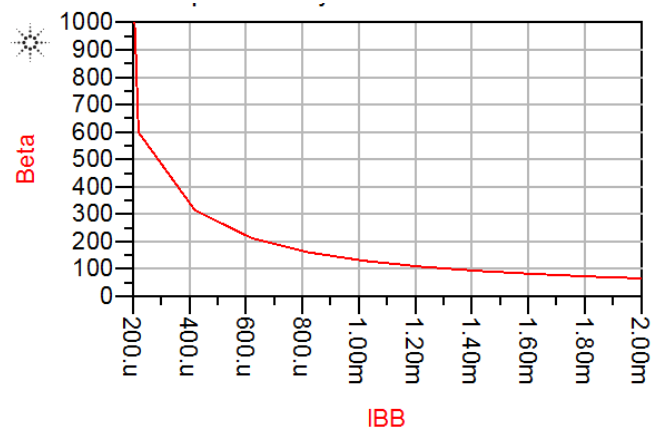


Рисунок В.5 – Зависимость статического коэффициента усиления по току в зависимости от тока в цепи базы

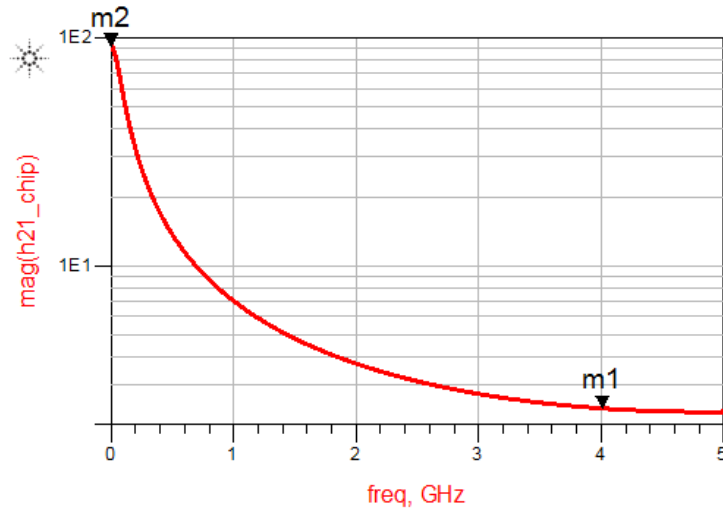


Рисунок В.6 – Зависимость коэффициента усиления по току в зависимости от частоты при напряжении база–эмиттер 0,84 В

На рисунке В.6 показана зависимость коэффициента усиления по току в зависимости от частоты при напряжении база–эмиттер 0,84 В, позволяющая определить граничную частоту транзистора. Схема для определения граничных частот показана на рисунке В.7.

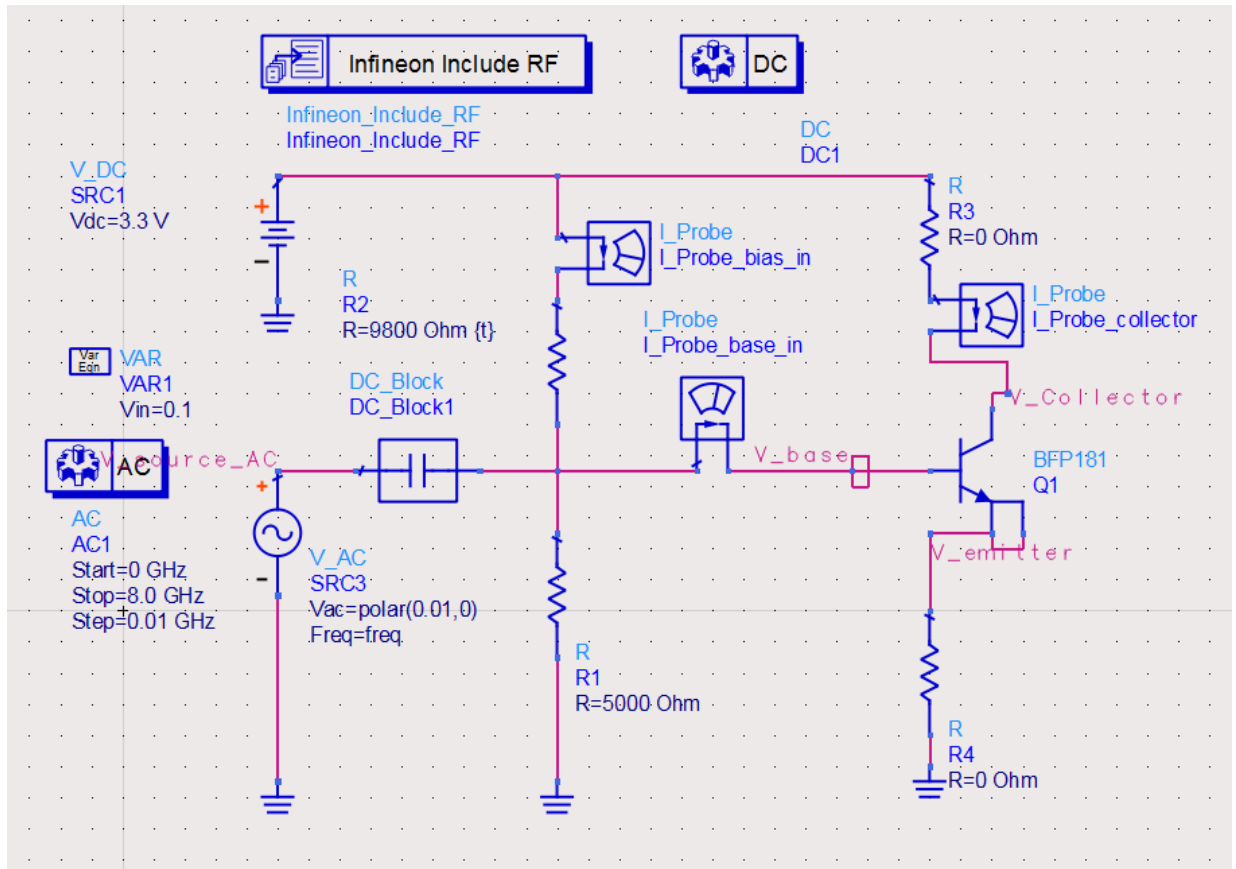


Рисунок В.7 – Схема для определения граничных частот

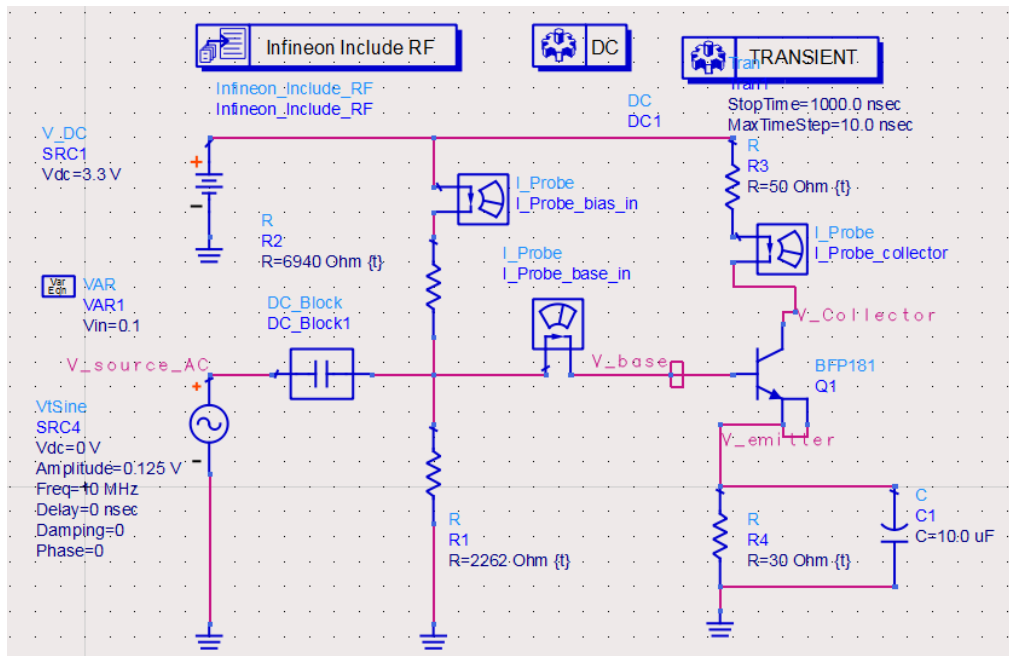


Рисунок В.8 – Схема с заданным режимом по постоянному току

freq	DC.V_base	DC.V_Collector	DC.V_emitter
0.0000 Hz	797.2 mV	3.260 V	24.46 mV

freq	DC.I_Probe_base_in.i	DC.I_Probe_bias_in.i	DC.I_Probe_collector.i	V_perehod
0.0000 Hz	8.214 uA	360.6 uA	807.2 uA	0.773

Рисунок В.9 – Значения постоянных значений токов и напряжений

Результаты моделирования совпали с результатами расчета. По схеме, показанной на рисунке В.8 получены значения постоянных токов и напряжений, показанные на рисунке В.9. Полученные эпюры напряжения на базе, коллекторе и эмиттере показаны на рисунке В.10.

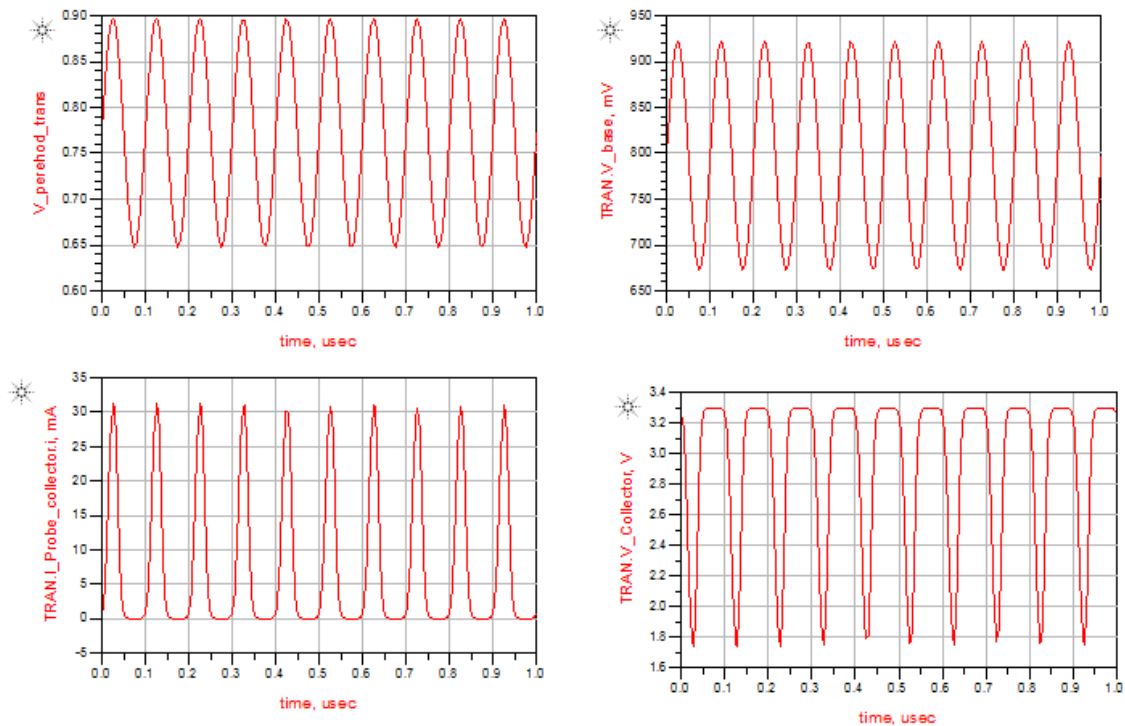


Рисунок В.10 – Эпюры напряжения на выводах транзистора

При моделировании пассивных элементов генератора необходимо учитывать паразитные свойства элементов, например связанные с частотной зависимостью добротности и шунтирующего влияния эквивалентных шунтирующих параллельных емкостей для индуктивностей и последовательных

индуктивностей выводов для конденсаторов. На рисунке В.11 показаны частотные зависимости добротности и индуктивности катушек индуктивности производства фирмы Coilcraft. На рисунке В.12 показаны частотные свойства конденсаторов фирмы Passive Plus и Murata.

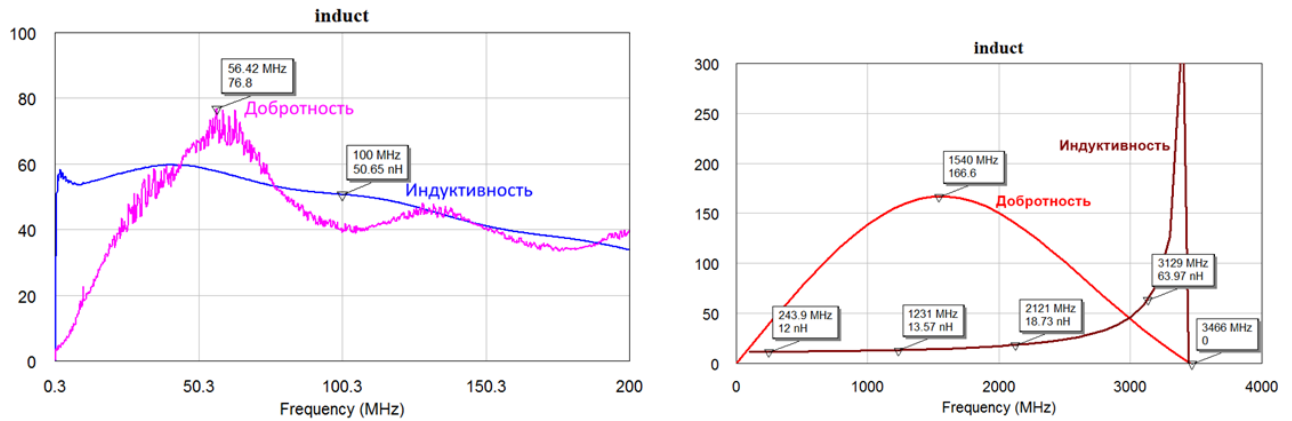


Рисунок В.11 – Частотные свойства катушек индуктивности фирмы Coilcraft

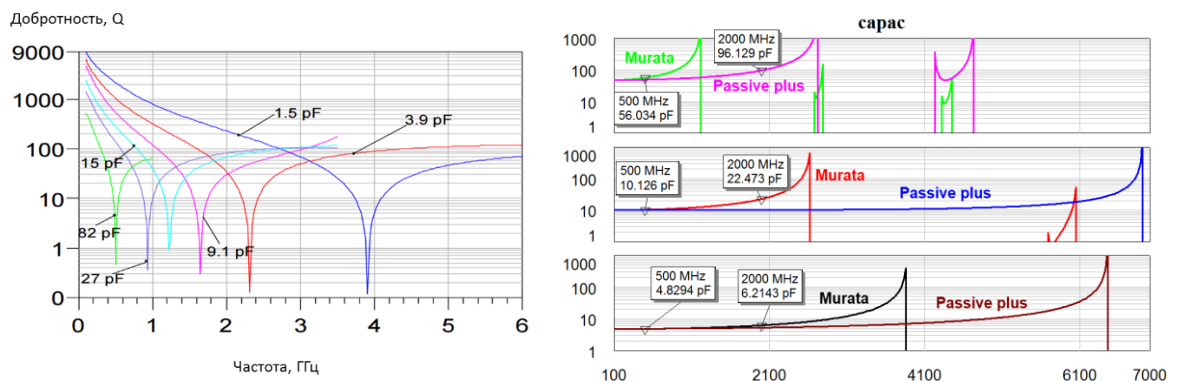


Рисунок В.12 – Частотные свойства конденсаторов фирмы Passive Plus и Murata

Рассмотрим кварцевый резонатор в пакете ADS. Схема для моделирования показана на рисунке В.11. Соответствующая АЧХ и ФЧХ показаны на рисунке В.12.

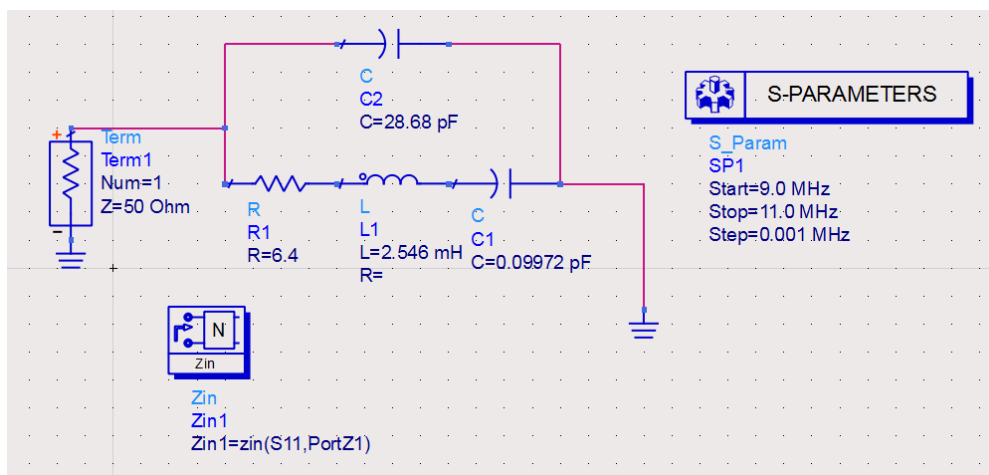


Рисунок В.13 – Схема для измерения входного сопротивления цепи

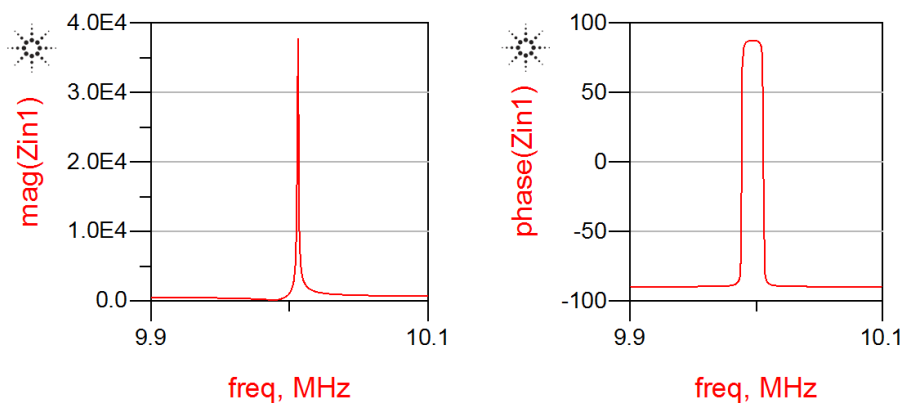


Рисунок В.14 – АЧХ и ФЧХ кварцевого резонатора

Схема пассивной цепи емкостной трехточки с кварцевым резонатором в цепи коллектор–база в генераторе по схеме с общим эмиттером показана на рисунке В.15. В этой схеме также присутствует цепь емкостной связи с 50–омной нагрузкой. Эта цепь уменьшает итоговое значение управляющего сопротивления и уменьшает добротность колебательной цепи, шунтируя высокоизбирательную цепь с кварцевым резонатором. Полученные значения действительной и мнимой части резонансного сопротивления в цепи коллектора показаны на рисунке В.16.

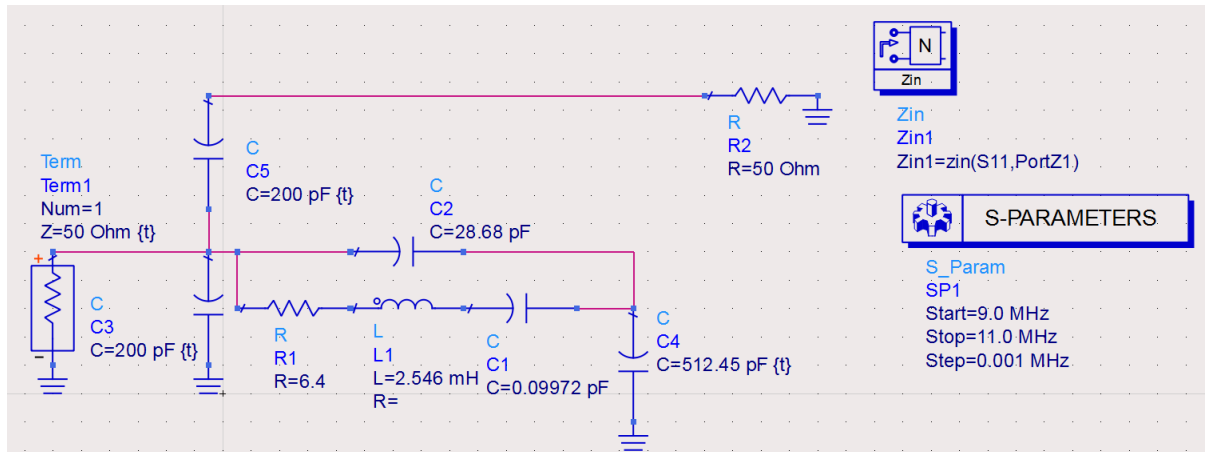


Рисунок В.15 – Модель колебательной цепи автогенератора

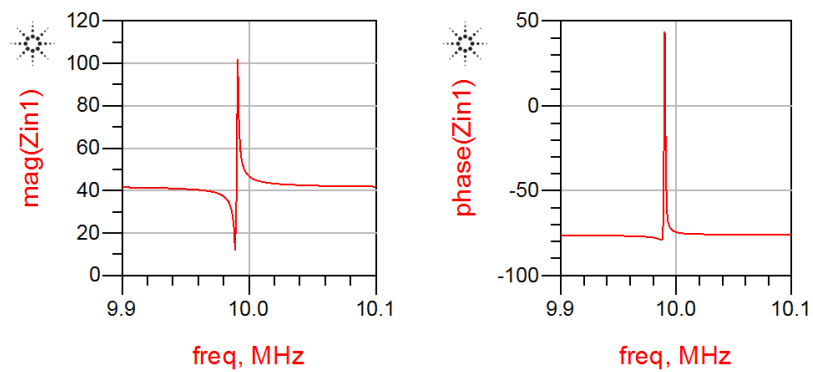


Рисунок В.16 – Резонансное сопротивление в цепи коллектора

Соединив схему с активным элементом и колебательную цепь получим схему, показанную на рисунке В.17.

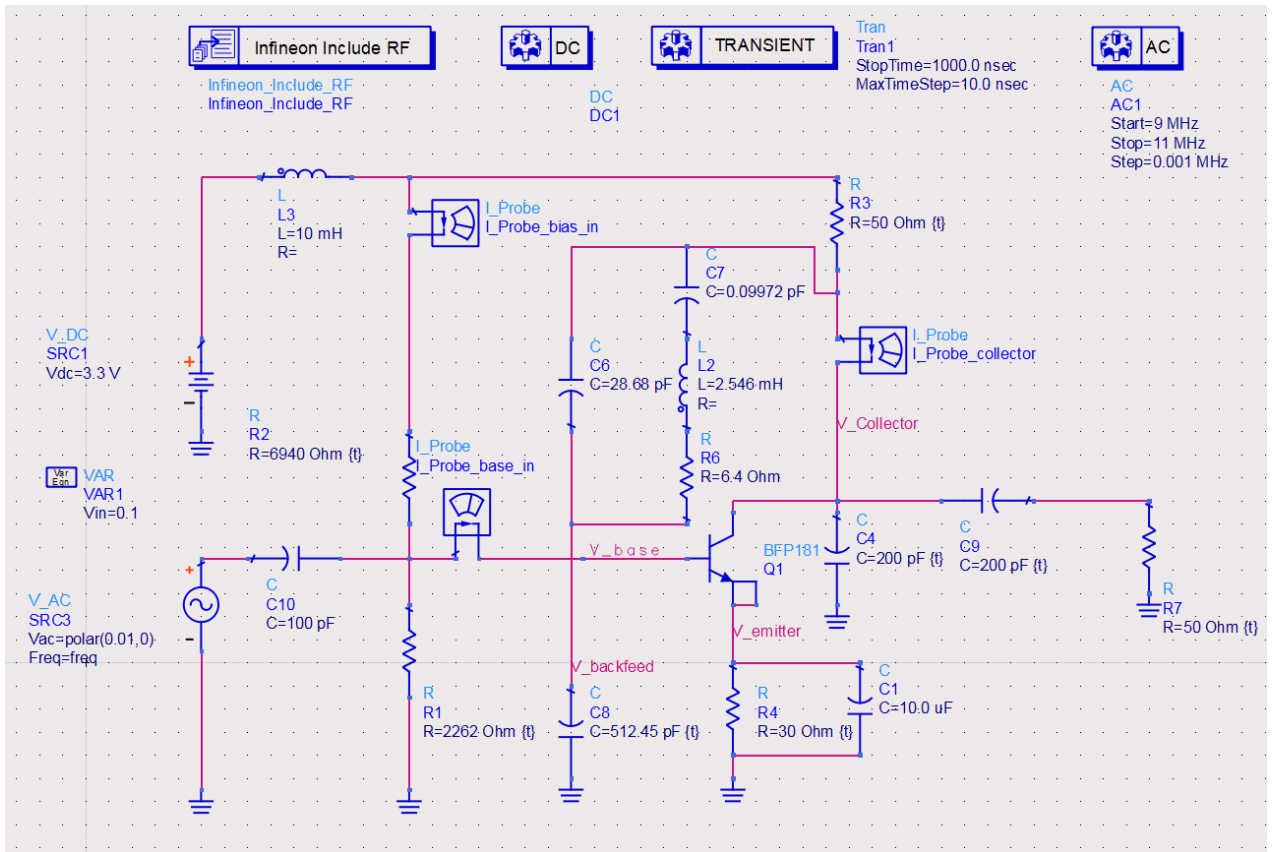


Рисунок В.17 – Схема автогенератора с разомкнутой цепью обратной связи

По схеме, показанной на рисунке В.17 можно получить зависимость коэффициента усиления по цепи обратной связи от частоты. Если это значение больше 1, то выполняется условие баланса амплитуд. Также можно посмотреть фазовый набег по цепи обратной связи. Если это значение кратно -2π , то выполняется условие баланса фаз. Полученные характеристики показаны на рисунке В.18.

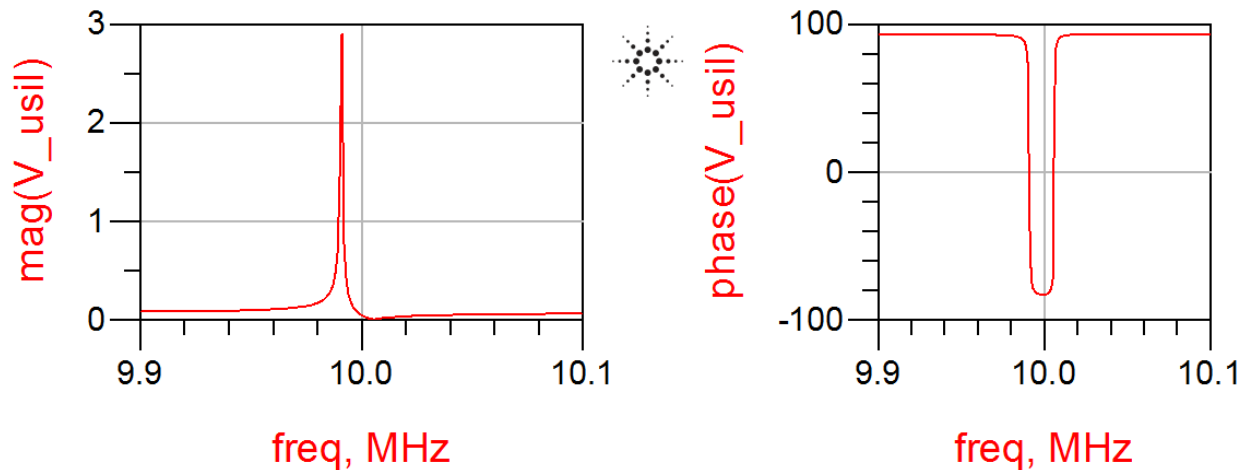


Рисунок В.18 – Амплитуда и фаза коэффициента усиления в цепи обратной связи автогенератора

Полученное значение коэффициенту усиления в цепи обратной связи превышает 1, значит выполняется условие баланса амплитуд. Также по значению набега фаз, равным нулю, следует выполнение условия баланса фаз.

Далее замкнем цепь обратной связи. Полученная схема показана на рисунке В.21. На рисунках В.19 и В.20 показан процесс самовозбуждения генератора и спектр колебаний, полученный методом гармонического баланса. Это свидетельствует о работоспособности генератора

На рисунке В.22 показана спектральная плотность мощности фазовых шумов. Полученные значения являются недостижимыми в реальности, т.к. не учтены потери во всех элементах схемы, кроме кварцевого резонатора. Но его собственная добротность является очень большой, как было рассчитано порядка 25000, поэтому уровень шумов является сверхнизким. На практике все элементы, включая конденсаторы, токопроводящие линии, а также сам транзистор имеют потери, поэтому уровень шумов будет значительно хуже.

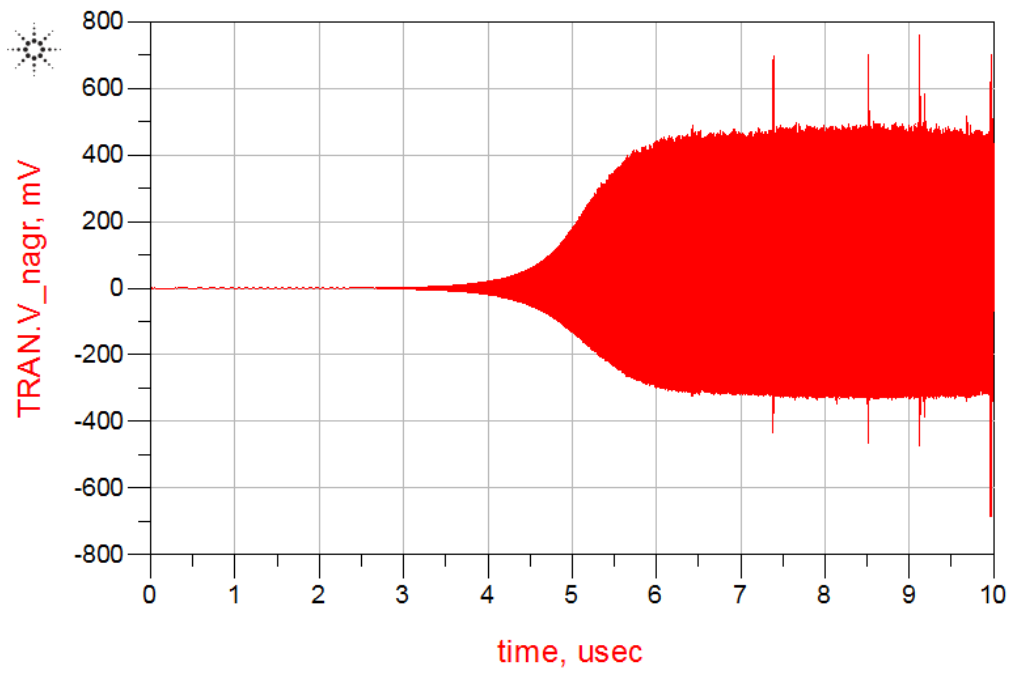


Рисунок В.19 – Самовозбуждение автогенератора

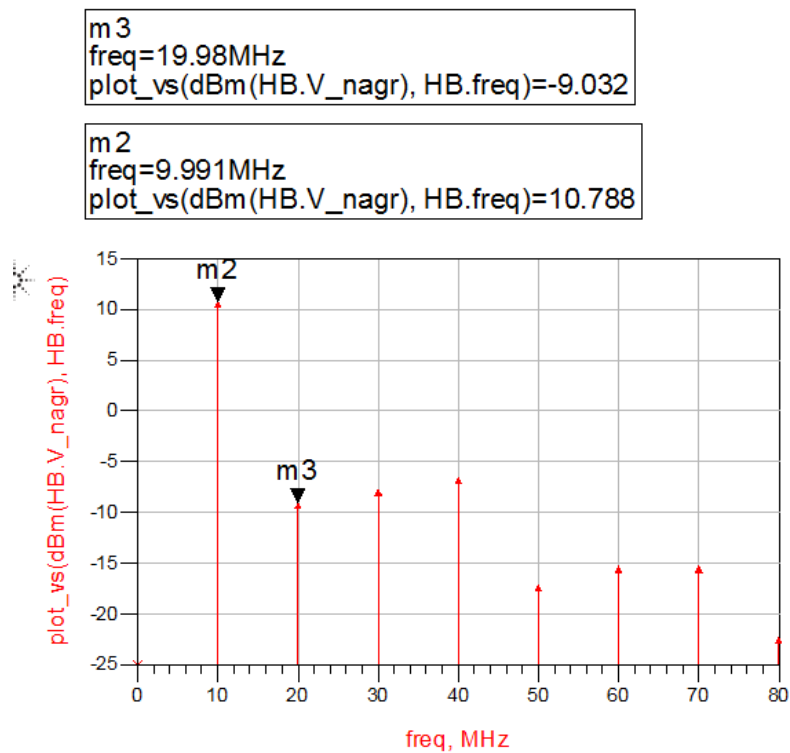


Рисунок В.20 – Спектр колебаний, полученный методом гармонического баланса

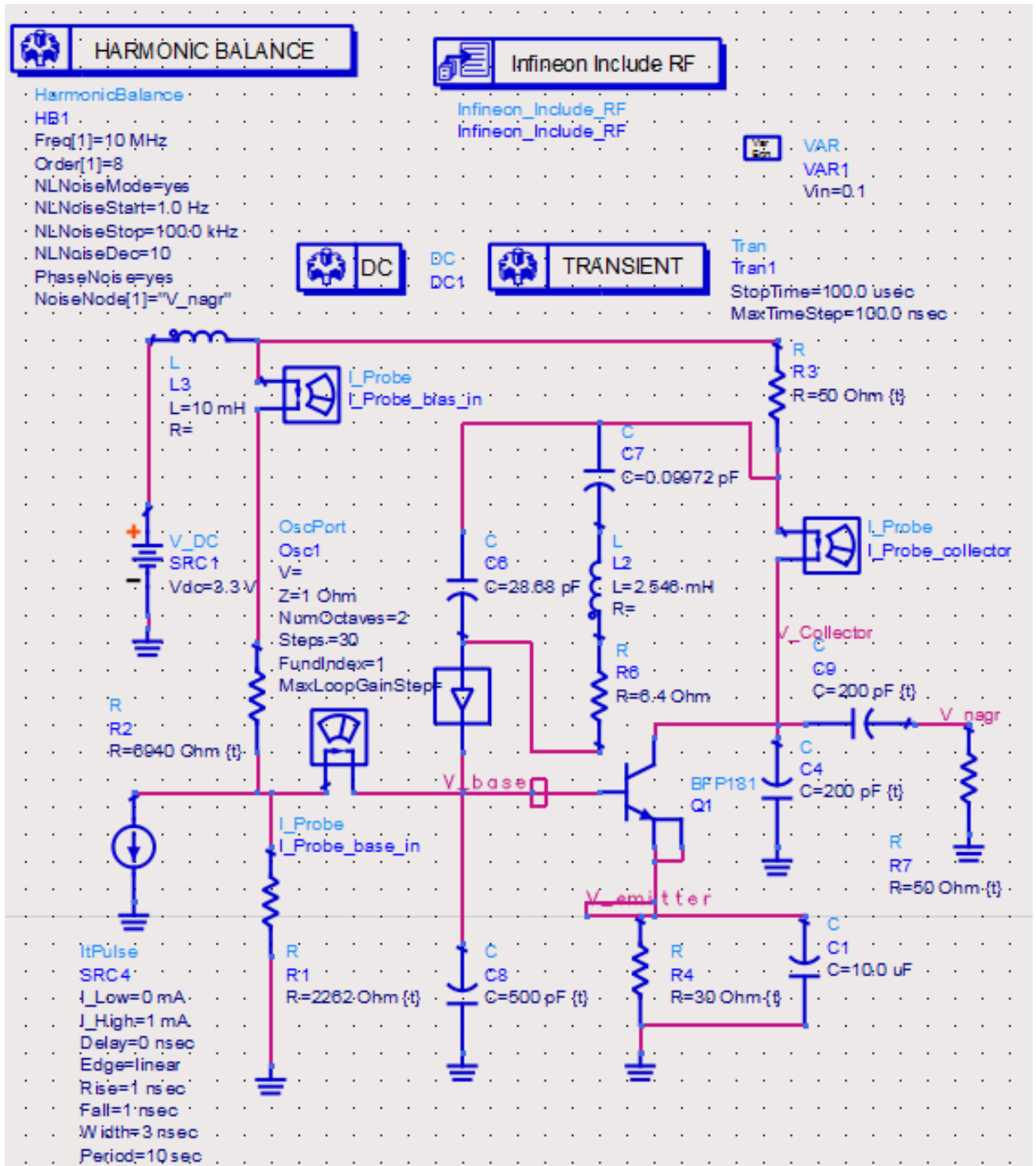


Рисунок В.21 – Схема автогенератора по схеме емкостной трехточки с кварцевым резонатором в цепи коллектор–база

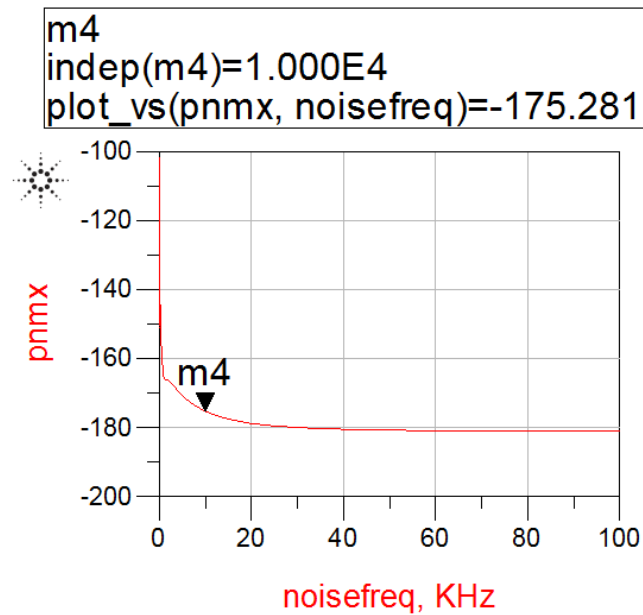


Рисунок В.22 – Спектральная плотность мощности фазовых шумов

Следующим этапом моделирования является электродинамический расчет печатной платы и пассивных элементов. На рисунке В.23 показано окно моделирования печатной платы в программе ADS. На рисунке В.24 показано окно моделирования коаксиально-керамического резонатора в программе HFSS. Моделирование пассивной части автогенератора с учетом электродинамического моделирования платы, резонатора и S-параметров конденсаторов и блокировочных катушек индуктивности показано на рисунке В.25.

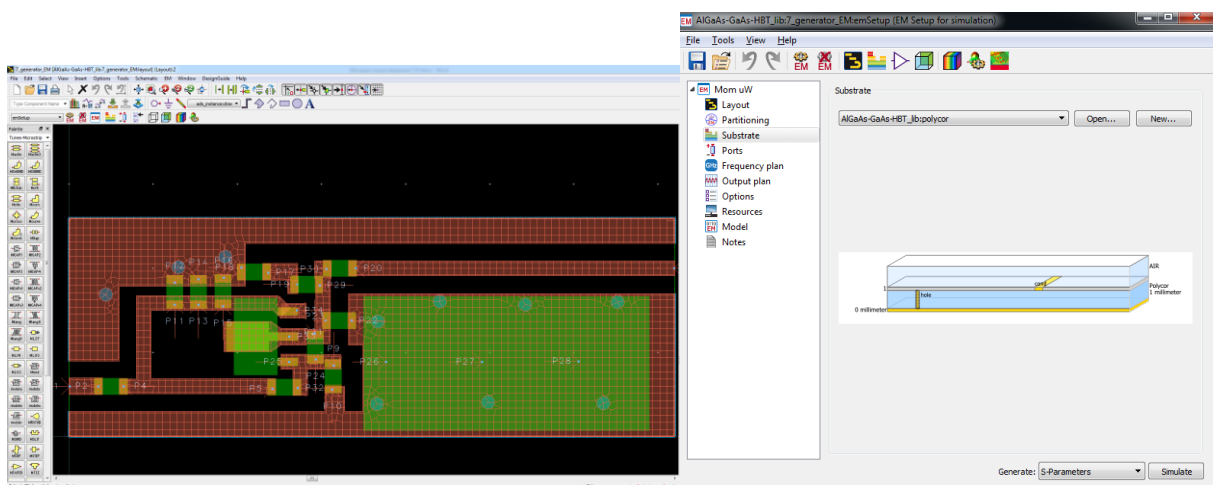


Рисунок В.23 – Электродинамическое моделирование поликоровой печатной платы в пакете ADS

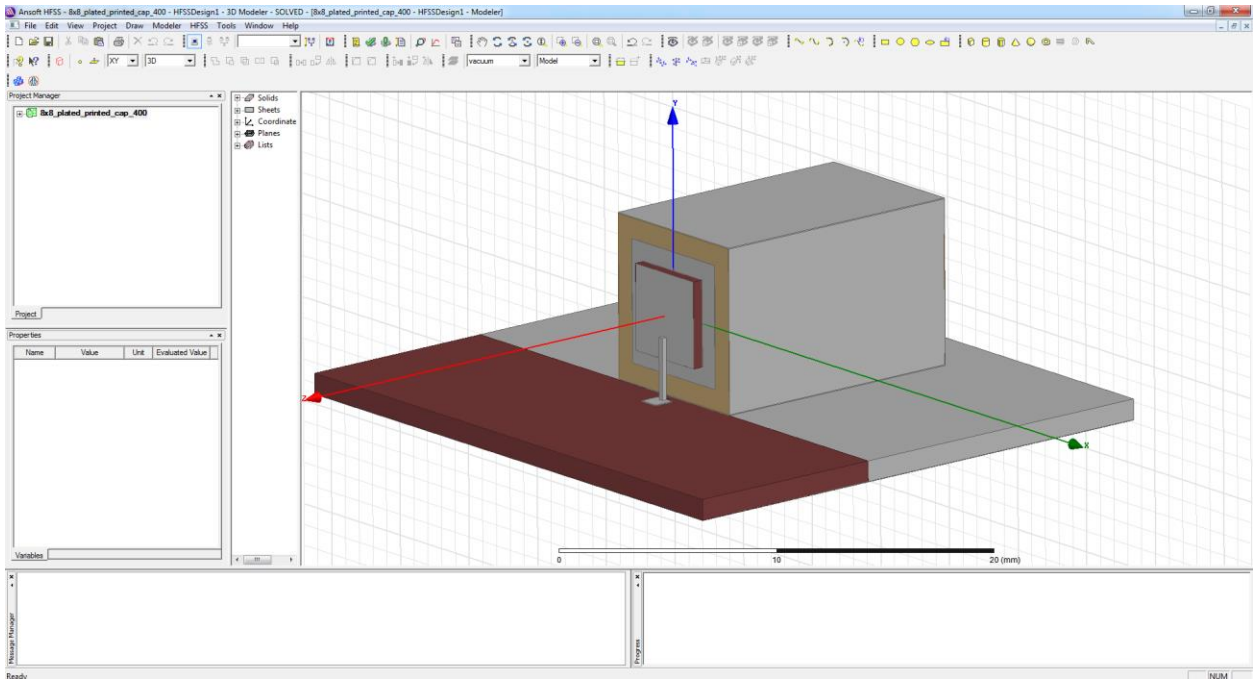


Рисунок В.24 – Электродинамическое моделирование коаксиального керамического резонатора на поликорковой плате в пакете HFSS

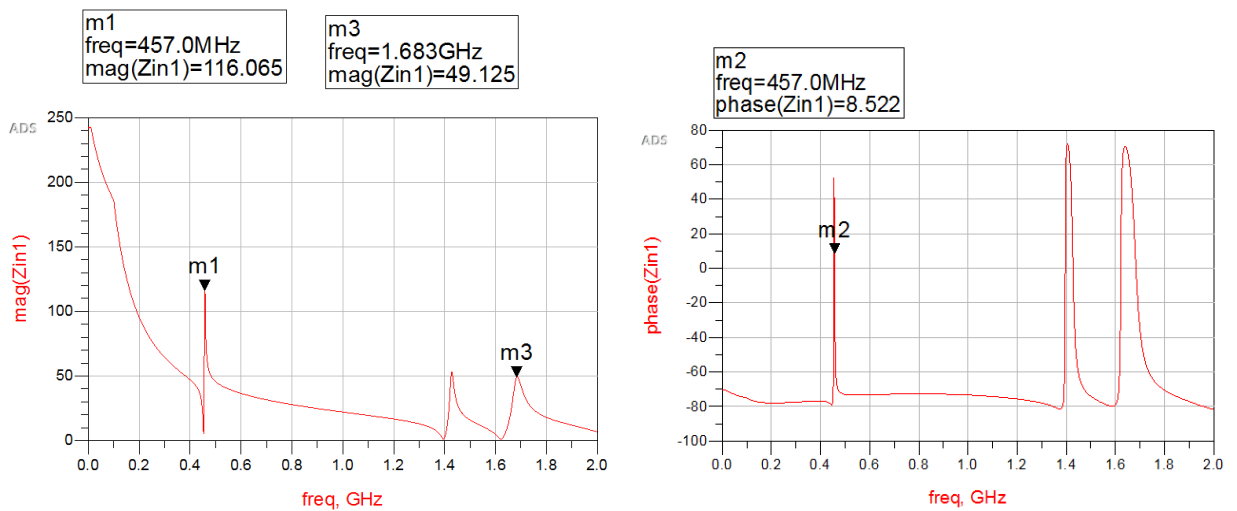


Рисунок В.25– Моделирование пассивной части автогенератора с учетом электродинамического моделирования платы, резонатора и S–параметров конденсаторов и блокировочных катушек индуктивности

Приложение Г

Акты о внедрении результатов диссертационной работы



ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ

111024, г. Москва, ул. Авиамоторная, 8а
 Тел./ факс: (495) 361-04-16, 957- 77-45, 361-09-04
 e-mail: sales@radiocomp.ru, www.radiocomp.ru
 ИНН 7722251800, КПП 772201001

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

ООО «Радиокомп»

Кочемасов В.Н.

2018 г.



№ _____

АКТ

На _____

об использовании научных результатов

диссертационной работы Митрофанова Александра Александровича
 «Синхронизация неизохронных автогенераторов», представленной на
 соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности
 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Комиссия в составе: заместителя генерального директора ООО «Радиокомп» Самарина В.А., начальника отдела передающих устройств ООО «Радиокомп» Голубкова В.Г. и главного инженера Голубкова А.В. составила акт о том, что:

- методика расчета амплитудных и фазовых шумов синхронизированных неизохронных автогенераторов на основе уравнений для частотных коэффициентов передачи для малых отклонений от стационарных значений амплитуды и фазы колебаний, позволяющая дать рекомендации по выбору параметров систем синхронизации с целью получения минимального уровня фазовых шумов, используется в ООО «Радиокомп» при разработке синтезаторов частот;

- методика расчета и проектирования неизохронных автогенераторов, управляемых по частоте напряжением, синхронизированных с помощью системы ФАПЧ на современной компонентной базе, используется при разработке передающих устройств в ООО «Радиокомп».

Заместитель генерального директора

Самарин В.А.

Начальник отдела передающих устройств

Голубков В.Г.

Главный инженер

Голубков А.В.



Минобрнауки России
Федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Национальный исследовательский
университет «МЭИ»
111250, Россия, Москва,
Красноказарменная ул., 14,
Тел.: (495) 362-75-60, факс: (495) 362-89-38
E-mail: universe@mpei.ac.ru
http://www.mpei.ru

№ _____
« _____ » _____ 20__ г.

УТВЕРЖДАЮ

Проректор ФГБУ ВО «НИУ «МЭИ»

по научной работе

д. т. н., профессор

Драгунов В.К.

«22» _____ 2018 г.



АКТ

об использовании результатов

диссертационной работы Митрофанова А.А.

«Синхронизация неизохронных автогенераторов»

в отчетах по НИР

Мы, нижеподписавшиеся директор Института Радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова федерального государственного бюджетного учреждения высшего образования «НИУ «МЭИ» МИРОШНИКОВА И.Н. и заведующий кафедрой ФОРС профессор ГРЕБЕНКО Ю.А. настоящим подтверждаем, что результаты диссертационной работы аспиранта МИТРОФАНОВА А.А. вошли в отчет по научно-исследовательской работе по гранту РФФИ «Нанoeлектронные системы передачи, приема и обработки информации на основе устройств спинтроники и метаматериалов» №13-08-01278-13 и ФГБУ «Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере» (Фонд содействия инновациям) №5998ГУ2/2015 от 11.06.2015 г. «Разработка универсального многофункционального синтезатора СВЧ на основе спиновых наногенераторов».

Научные результаты диссертационной работы А.А. Митрофанова, а именно:

- модели неизохронного автогенератора, синхронизированного внешним гармоническим воздействием (ВГВ), цепью фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и взаимной синхронизации двух неизохронных автогенераторов,
- количественные оценки для определения полос синхронизма и захвата и времени вхождения в режим синхронизации в системах внешней синхронизации,

- количественные оценки для определения амплитудных и фазовых шумов синхронизированных неизохронных автогенераторов позволяющие дать рекомендации по выбору параметров систем синхронизации с целью получения минимального уровня фазовых шумов,

- количественная оценка влияния различных физических параметров (неидентичности, неизохронности, задержки и коэффициента связи) на фазовые шумы синхронизированных спин-трансферных наноосцилляторов,

использованы в разделе №3 отчета по НИР «Нанозлектронные системы передачи, приема и обработки информации на основе устройств спинтроники и метаматериалов (заключительный)» по теме №3020130, выполненной кафедрой «Формирования и обработки радиосигналов» и в отчете по НИР «Разработка универсального, многофункционального синтезатора СВЧ на основе спиновых наногенераторов» к Договору (Соглашению) № 5998ГУ2/2015 от 11.06.2015.

Директор ИРЭ им. В.А. Котельникова
«НИУ «МЭИ»
д. т. н., профессор



Мирошникова И.Н.

Зав. кафедрой ФОРС
д. т. н., профессор



Гребенко Ю.А.



Минобрнауки России
Федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Национальный исследовательский
университет «МЭИ»
111250, Россия, Москва,
Красноказарменная ул., 14,
Тел.: (495) 362-75-60, факс: (495) 362-89-38
E-mail: universe@mpei.ac.ru
http://www.mpei.ru

№ _____
« _____ » _____ 20__ г.

УТВЕРЖДАЮ

Первый проректор ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ»

по учебной работе

к. т. н., доцент

Замолодчиков В.Н.



« 30.09 » 2018 г.

АКТ

об использовании результатов
диссертационной работы Митрофанова А.А.
«Синхронизация неизохронных автогенераторов»
в учебном процессе «НИУ «МЭИ»

Мы, нижеподписавшиеся директор Института Радиотехники и Электроники им. В.А.Котельникова федерального государственного бюджетного учреждения высшего образования «НИУ «МЭИ» МИРОШНИКОВА И.Н. и заведующий кафедрой ФОРС профессор ГРЕБЕНКО Ю.А. настоящим подтверждаем, что результаты диссертационной работы аспиранта МИТРОФАНОВА А.А. используются с 2016 г. в учебном процессе кафедры ФОРС в курсах лекций «Устройства генерирования и формирования радиосигналов» читаемом для студентов радиотехнического факультета «НИУ «МЭИ», а также при подготовке бакалаврских и магистерских выпускных работ.

Материалы для проведения учебного процесса представлены в виде лекции №10 на тему «Спинтронные источники колебаний».

Директор ИРЭ им. В.А. Котельникова
«НИУ «МЭИ»
д. т. н., профессор

Мирошникова И.Н.

Зав. кафедрой ФОРС
д. т. н., профессор

Гребенко Ю.А.

Приложение Д

Копия заявки на изобретение

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** (11) **2018 118 058** (13) **A**

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
(12) **ЗАЯВКА НА ИЗОБРЕТЕНИЕ**

Состояние делопроизводства: Формальная экспертиза завершена (последнее изменение статуса:
06.06.2018)

(21)(22) Заявка: [2018118058](#), 16.05.2018

(30) Конвенционный приоритет;
.. RU

Делопроизводство

Исходящая корреспонденция		Входящая корреспонденция	
Уведомление о положительном результате формальной экспертизы	04.06.2018		
Уведомление об удовлетворении ходатайства	04.06.2018	Ходатайство об освобождении от уплаты пошлин или уменьшении размера	16.05.2018
Уведомление о зачете пошлины	04.06.2018	Платежный документ	16.05.2018
Уведомление о поступлении документов заявки	16.05.2018		
		Ходатайство о проведении экспертизы заявки по существу	16.05.2018

Приложение Е

Протокол испытания разработанного автогенератора

УТВЕРЖДАЮ
 Генеральный директор
 ООО «Радиокомп»
 Кочемасов В.Н.
 2018 г.



**ПРОТОКОЛ ИСПЫТАНИЙ
 ГЕНЕРАТОРА 10КАГ-400-4/4
 от «12» декабря 2017 г.**

Вид испытаний: проверка электрических характеристик.

Аппаратура: анализатор спектра Agilent E4407B, источник питания GW Instek GPS-4303, мультиметр APPA 107N.

Режим испытаний: в нормальных климатических условиях.

Методика испытаний: подключить к испытуемому устройству анализатор спектра и источник питания. Снять электрические характеристики генератора: частоту и мощность колебаний, фазовые шумы при отстройке 10кГц, ток потребления, мощность паразитных гармонических составляющих.

Наименование параметров	Единица измерения	Номинальная величина	Данные проверки в процессе испытаний	Примечания
Частота колебаний	МГц	400	400	
Мощность колебаний, не менее	дБм	-10	-8,1	
Фазовые шумы при отстройке 10 кГц, не более	дБн/Гц	-110	-115	
Ток потребления, не более	мА	15	8	
Мощность паразитных гармонических составляющих, не более	дБ	-20	-22	

Члены комиссии:


 _____ В.А. Самарин

 _____ А.В. Голубков

 _____ А.А. Митрофанов