

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»

Институт радиоэлектроники и информационных технологий – РтФ
Кафедра радиоэлектроники и телекоммуникаций

На правах рукописи

ИГНАТКОВ Кирилл Александрович

**РАЗВИТИЕ МЕТОДОВ АНАЛИЗА, ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ И
ПРИМЕНЕНИЯ АВТОДИННЫХ УСТРОЙСТВ
ДЛЯ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ**

Специальность: 2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени доктора технических наук

Научный консультант:

Носков Владислав Яковлевич

доктор технических наук, доцент

Екатеринбург – 2023

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ.....	5
1. ГЛАВА 1. АВТОДИННЫЕ СИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ. ОБОСНОВАНИЕ ЦЕЛИ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	27
1.1. Введение.....	27
1.2. Области применения, задачи и условия функционирования систем ближней радиолокации	27
1.3. Основные понятия и определения, обобщенная структурная схема автодинов....	31
1.4. Модели представления и методы анализа автодинных устройств.....	34
1.5. Основные параметры и характеристики автодинов	43
1.6. Обзор основных принципов построения автодинных приемо-передающих модулей	48
1.7. Автодины с различными видами модуляции излучения.....	54
1.8. Постановка цели и задач диссертационного исследования	58
1.9. Выводы.....	63
2. ГЛАВА 2. МЕТОДЫ АНАЛИЗА ПРОЦЕССОВ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ АВТОДИННЫХ СБРЛ	65
2.1. Введение.....	65
2.2. Эквивалентная схема и основные уравнения для анализа автодинных приемопередающих устройств.....	66
2.3. Представление функций запаздывающего воздействия отраженного от объекта локации СВЧ излучения в первом приближении.....	73
2.4. Общее решение внешней задачи автодина при расчете его сигнальных характеристик квазистатическим методом	75
2.5. Частотная зависимость основных параметров автодинов	87
2.6. Метод приближенного учета внутренней инерционности автодина при.....	91
2.7. Применение квазистатического метода А.Н. Малахова для расчета автодинных характеристик с учётом внутренней инерционности генератора.....	94
2.8. Метод комплексного учёта внутренней и внешней инерционностей автодинной системы при расчёте сигналов	101
2.9. Шумовые характеристики автодинов с непрерывным излучением.....	107
2.10. Метод пошагового интегрирования уравнений с запаздыванием для расчета автодинного отклика	112
2.11. Формирование сигналов радиоимпульсных автодинов	121

2.12.	Особенности формирования автодинных сигналов от объектов локации, находящихся в ближней зоне антенны.....	129
2.13.	Выводы.....	134
3.	ГЛАВА 3. РАЗВИТИЕ ТЕОРИИ АВТОДИННЫХ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ.....	138
3.1	Введение.....	138
3.2	Эквивалентная схема и основные уравнения для анализа автодинов с частотной модуляцией.....	138
3.3	Квазистатическое решение основных уравнений автодинных генераторов с частотной модуляцией	143
3.4	Формирование сигналов в автодинных СБРЛ с ЧМ при неподвижном объекте локации	145
3.5	Особенности формирования сигналов в автодинных СБРЛ с ЧМ в случае движущегося объекта локации.....	158
3.6	Общее свойство сигнальных характеристик автодинных СБРЛ с ЧМ.....	164
3.7	Флуктуационные характеристики автодинных СБРЛ с частотной модуляцией .	166
3.8	Результаты экспериментальных исследований сигнальных и шумовых характеристик АСБРЛ с ЧМ.....	171
3.9	Выводы.....	175
4.	ГЛАВА 4. НОВЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АВТОДИННЫХ УСТРОЙСТВ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ.....	178
4.1	Введение.....	178
4.2	Автодины со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором	178
4.3	Автодинные приемопередатчики с интерференционным принципом формирования сигналов	194
4.4	Автодины на основе взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи	204
4.5	Автодины с внешней синхронизацией в режиме захвата частоты.....	216
4.6	Выводы.....	231
5.	ГЛАВА 5. ПРИМЕНЕНИЕ АВТОДИННЫХ УСТРОЙСТВ В СИСТЕМАХ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ	235
5.1	Введение.....	235
5.2	Устройства локации для систем управления технологическими процессами на сортировочных горках	236

5.3	Особенности формирования сигналов в автодинных датчиках вибраций и малых перемещений	247
5.4	Определение параметров вибраций и перемещений объектов контроля с помощью двухдиодных автодинов.....	254
5.5	Применение двухдиодных автодинов в решении задач диагностики турбоагрегатов, машин и механизмов	259
5.6	Моделирование сигналов автодинных датчиков контроля лопаток турбовентиляторных двигателей	264
5.7	Двухдиодные автодины в системах контроля внешних размеров металлических изделий	266
5.8	Автодинные датчики для бесконтактного контроля внутренних размеров металлических изделий.....	273
5.9	Радиолокационный датчик с манипуляцией частоты для определения параметров движения объектов локации	281
5.10	Автодинный приёмоответчик для аэрологических радиозондов	285
5.11	Выводы	289
6.	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	292
	ПЕРЕЧЕНЬ ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ	307
	СПИСОК ОСНОВНЫХ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	308
	ОСНОВНЫЕ ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ	315
	СПИСОК ЦИТИРУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	318
	ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ СТЕНД И ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ АВТОДИНОВ	353
	ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МОДУЛИ «ТИГЕЛЬ-08М».....	356
	ПРИЛОЖЕНИЕ 3. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО СТЕНДА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ АВТОДИНОВ	359
	ПРИЛОЖЕНИЕ 4. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ АВТОДИННЫЙ ДАТЧИК С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	362
	ПРИЛОЖЕНИЕ 5. ГРАФИКИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ РАССТОЯНИЙ ДО ОТЦЕПА, ПОЛУЧЕННЫХ ОТ ДЕЙСТВУЮЩЕЙ КЗП-ИПЗ (СИНИЙ ЦВЕТ ЛИНИИ ОТСЧЕТОВ) И МОДУЛЯ «СКАЛА-О» (КРАСНЫЙ ЦВЕТ ЛИНИИ ОТСЧЕТОВ).	364
	ПРИЛОЖЕНИЕ 6. ПЕРВЫЕ СТРАНИЦЫ ОПИСАНИЙ К ПАТЕНТАМ РФ НА ИЗОБРЕТЕНИЯ	365

Введение. Общая характеристика работы

Актуальность темы исследования

Зародившееся в период Второй мировой войны научное направление, которое в настоящее время именуется как «ближняя радиолокация», окончательно утвердилось к началу 70-х годов прошлого столетия. Согласно определению, данному И.М. Коганом, системы ближней радиолокации (СБРЛ) – это «радиолокационные системы, дальность действия которых соизмерима с геометрическими размерами взаимодействующих объектов...». При этом под «взаимодействующими объектами» в годы становления данного научного направления понимались, с одной стороны, – снаряд, ракета или спускаемый космический аппарат и, с другой стороны, – воздушная или наземная цель, поверхность Земли или иной планеты. Задачи, которые при этом решались, ограничивались обнаружением объекта локации, определением его координат и параметров движения (скорости, ускорения, направления движения, промаха и др.). На основе этих данных в СБРЛ вырабатывались различного рода команды, которые далее передавались исполнительным устройствам или в центр управления полетом (подрыв, торможение, маневрирование и пр.).

Возможности бесконтактного обнаружения объектов посредством электромагнитного излучения, определение координат и параметров их движения, которые обеспечивают СБРЛ, оказались востребованными также в иных областях человеческой деятельности. Среди них – решение задач ближней навигации, охраны объектов и безопасности, а также контроля и регулирования на транспорте. Большая часть публикаций была посвящена также внедрению СБРЛ в различные технологические процессы промышленного производства и в научные исследования.

Характерными условиями функционирования СБРЛ, когда расстояние до пространственно-протяженного объекта локации соизмеримо с его размерами, является, во-первых, необходимость учета множественного отражения СВЧ излучения, приходящего на вход приемного устройства. Это значительно усложняет структуру отраженного сигнала, поскольку в его формировании решающее значение приобретают не только амплитудные, но и фазовые соотношения между отдельными составляющими сигнала, полученными от различных элементов объекта локации. Кроме того, при решении многих задач объект локации, а также посторонние предметы могут находиться в ближней зоне антенны (зоне Френеля). В этих условиях падающее поле излучения значительно отличается от плоской волны, концепция которой лежит в основе традиционной радиолокации при расположении цели в дальней зоне

антенны РЛС. Этот случай, когда необходимо учитывать картину формирования поля в ближней зоне, а также дифракцию волн на самом объекте локации, условно относится к задачам сверхближней радиолокации.

Во-вторых, условия функционирования СБРЛ обычно таковы, что диапазоны изменения дальности до объекта локации, эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) цели имеют значительно бóльшие пределы, чем у обычных, «дальних» РЛС. Например, дальность до цели может изменяться от максимально возможной, определяемой энергетическим потенциалом системы и параметрами антенны, до непосредственного соприкосновения контролируемого объекта и СБРЛ. ЭПР объектов локации может изменяться от точечного отражателя в сотые доли квадратного метра до пространственно или объемно распределенной цели огромных размеров. В первом случае уровень отражённого излучения весьма мал и часто соизмерим с уровнем собственных шумов приёмника, а во втором – он высок и сопоставим с уровнем зондирующего излучения передатчика. Поэтому приемное устройство СБРЛ должно обладать соответствующим динамическим диапазоном.

В-третьих, во многих приложениях, например, в радиовзрывателях для снарядов и ракет, радиоволновых датчиках охранной сигнализации, измерителях параметров движения изделий при их аэробаллистических испытаниях, системах предупреждения столкновений на транспорте и пр., продолжительность нахождения цели в зоне контроля СБРЛ и время обработки принимаемых сигналов для выдачи команд, как правило, очень ограничено. Поэтому в таких условиях применение для расширения динамического диапазона СБРЛ различных систем автоматики (типа АРУ), а также методов оптимальной фильтрации сигналов из-за недостаточности априорных данных о радиолокационной обстановке практически исключается.

В-четвертых, пространственно-распределенный характер объекта локации и его размеры, соизмеримые с дальностью, являются порождением еще одной проблемы СБРЛ, связанной с погрешностью фиксации положения объекта, которая во многих приложениях оказывается соизмеримой с расстоянием. Поэтому во многих случаях при создании СБРЛ ставится специфическая задача формирования, так называемых, «мертвых зон» и «зон селекции цели» путем выбора вида и параметров модуляции излучения, а также соответствующей обработки принятого сигнала. При этом особое значение имеют такие параметры СБРЛ, как вероятность ложного срабатывания и вероятность правильного обнаружения объекта локации при его появлении в зоне селекции.

Дополнительными требованиями к СБРЛ являются минимальные габариты, вес и стоимость. По этим показателям бесспорное преимущество имеют СБРЛ с автодинным построением приемно-передатчика при любом (объемном или интегральном) исполнении. В

автодинных СБРЛ (АСБРЛ) функции передатчика и приёмника выполняет единственный каскад, работающий непосредственно на антенну. Этот каскад (автодин – АД), выполненный на основе автогенератора, вырабатывает зондирующие СВЧ колебания, которые излучаются антенной в сторону объекта локации. Отражённый от объекта сигнал принимается этой же антенной и поступает в колебательную систему (КС) генератора, порождая в нем сложный нелинейный процесс, который принято называть автодинным эффектом.

Этот эффект проявляется в изменениях практически всех параметров колебаний автогенератора и наблюдается во всех типах генераторов, как непрерывного излучения, так и с различными видами модуляции, и во всём диапазоне частот, от радиочастотных до оптических. Изменениям подвергаются не только высокочастотные параметры колебаний (амплитуда, частота, фаза и выходная мощность), но и низкочастотные параметры, такие как постоянные токи и напряжения в схеме генератора. Регистрация этих изменений в виде автодинных сигналов и их обработка обеспечивают возможность получения необходимой информации о кинематических, внешних и внутренних параметрах объектов локации, а также среды распространения электромагнитного излучения, характеристик вторичного излучения объектов и параметров антенных систем.

В настоящее время АСБРЛ, также как и гомодинные системы, широко используются для самых разнообразных приложений. Примерами их применения являются решения различных задач военного назначения, на автомобильном и железнодорожном транспорте и в системах безопасности, в научных исследованиях, измерительной технике и электронной промышленности для контроля параметров материалов. Кроме того, они используются в бортовых измерителях параметров движения носителя относительно подстилающей поверхности, в датчиках вибраций и скорости вращения вала судовых дизельных двигателей, в аппаратуре для диагностики работы турбоагрегатов, а также в приборах для физиологических и медицинских исследований и пр.

Кроме указанных выше общих условий функционирования СБРЛ, при разработке АСБРЛ необходимо учитывать ряд специфических свойств и особенностей работы АД. Среди них – инерционность автодинного эффекта, ограничивающая быстродействие системы. При неправильном выборе параметров автоколебательной системы инерционные свойства генератора, характеризуемые эквивалентной постоянной времени автодинного отклика, могут вызвать ограничение рабочего диапазона частот АСБРЛ. Другая особенность – наличие ангармонических искажений сигналов, усиливающиеся с укорочением длины волны излучения и создающие проблемы при их обработке. Для их описания, как показано ниже, в свое время потребовался пересмотр некоторых концептуальных представлений.

Еще одна особенность АД как радиолокатора связана с совмещением функций передатчика и приемника в одном каскаде – автогенераторе. При его анализе отдельное рассмотрение функций формирования и передачи зондирующего излучения, а также приема и преобразования отраженного излучения от объекта локации невозможно. Это совмещение создает проблему выбора оптимального режима колебаний, при котором обеспечиваются наилучшие характеристики АД, как радиолокатора, поскольку для каждой из указанных функций генератора оптимальные режимы могут значительно отличаться. Сложность решения этой проблемы, которое лежит в плоскости методов теории нелинейных колебаний, зачастую является препятствием для успешного применения АД в решении многих задач ближней и сверхближней радиолокации.

Создание новых и более совершенных приемно-передающих модулей сверхвысоких (СВЧ) и крайне высоких (КВЧ) диапазонов в монолитном и гибридно-интегральном исполнении, с учетом всех отмеченных факторов и особенностей функционирования СБРЛ находится в русле общих тенденций развития современной радиоэлектроники. В соответствии с этой тенденцией к настоящему времени зарубежными фирмами создана широкая номенклатура радиокомпонентов СВЧ и КВЧ диапазонов для систем связи и радиолокации, среди которой значительную долю составляют генераторные и генераторно-излучающие (автодинные) модули, в том числе, в виде готовых микросхем для поверхностного монтажа. Схемные и конструкторские решения этих модулей защищены большим числом патентов в наиболее развитых странах мира: Японии, ЕС, США и Китай.

В нашей стране в соответствии с планами конверсии производства СВЧ техники на рубеже 80-90-х годов прошлого века в АО НИИПП (г. Томск) были созданы первые образцы гибридных интегральных схем (ГИС) автодинных модулей 5-мм диапазона типа «Тигель-05». Данные модули благодаря созданию нового типа активного элемента, выполненного на базе мезапланарных ганновских структур, и развитию физико-технологических основ их производства по своим параметрам и характеристикам в те годы не уступали лучшим зарубежным образцам.

Возможности использования автодинов в продукции как военного (например, в радиовзрывателях), так и гражданского, в том числе в медицине и на транспорте, открывало перспективы массового производства автодинных приёмно-передающих модулей. В последующие годы эти модули, несмотря на объективные трудности девяностых годов, были усовершенствованы, появлялись новые типы и их разновидности («Тигель-08», «Тигель-08М»), расширился частотный диапазон работы. Несомненная заслуга в создании этих модулей, проведении комплекса исследований и поиске их практического использования в различных

областях науки и техники принадлежит С.Д. Воторопину.

Среди отечественных учёных основоположниками данного научного направления являются Е.К. Алахов, Л.И. Берштейн, Е.К. Завойский, С.И. Зилитинкевич, И.М. Коган, О.В. Лосев и А.Ф. Терещенко. Значительный вклад в развитие данной тематики в нашей стране внесли научные коллективы под руководством Е.М. Гершензона, В.М. Богачёва, В.В. Болознева, В.Я. Носкова, С.М. Смольского, Б.Н. Туманова, Д.А. Усанова, Ю.Л. Хотунцева, Б.И. Шахтарина и других. Наиболее известными учёными ближнего зарубежья являются: Ю.Е. Гордиенко, А.С. Васильев, Г.П. Ермак и К.А. Лукин (Украина). В дальнем зарубежье к числу ведущих ученых и специалистов по автодинной тематике можно отметить W.A.S. Butement, E.S. Shire, A.F.H. Thomson, M.A. Tuve, R.B. Roberts, M.J. Lasarus, M.G. Somekh, S. Novak, F.R. Pantoja, S.A. Alidoost, R. Sadeghzade, R. Fatemi, S. Nagano, Y. Akaiwa, Y. Takayama, T. Itoh, M. Kotani, S. Mitsui, K. Shirahata, M.-S. Gupta, R.J. Lomax, G.I. Haddad и многих других.

Таким образом, автодинные системы ближней и сверхближней радиолокации благодаря малым габаритам, весу и стоимости имеют многочисленные приложения, и представляют значительный интерес для практики. Научная проблема, решению ряда задач которой посвящена настоящая диссертационная работа, связана с развитием теории и техники автодинных приёмопередающих устройств для систем ближней радиолокации КВЧ диапазона (30...300 ГГц). Эти устройства по сравнению с автодинами диапазона СВЧ (от 3 до 30 ГГц), имеют качественные отличия в своём функционировании, а также в методах и подходах к их анализу. Поэтому тема диссертации, посвящённая дальнейшему развитию теории и техники автодинных приёмопередатчиков, направленных на поиск новых методов анализа, технических решений и режимов работы, улучшающих параметры и характеристики АД и расширяющих область их применения, является актуальной.

Степень разработанности темы диссертации

Для теоретического исследования и описания автодинного эффекта в автогенераторах используются самые разнообразные математические модели и методы анализа, известные из теории автоколебательных систем. При этом важнейшим моментом в исходной модели автодина является адекватность ее представления запаздывающего отражённого от объекта локации излучения.

Исторически первой применительно к анализу работы автодинных радиовзрывателей появилась модель в виде переменной внешней нагрузки (антенны) генератора. При появлении в поле излучения антенны объекта локации ее полное сопротивление (проводимость) изменяется с частотой Доплера. Эти изменения передаются генератору, в котором изменения реактивной

составляющей нагрузки вызывают соответствующие гармонические изменения частоты, а резистивной – амплитуды колебаний также с доплеровской частотой.

В более поздних работах функция воздействия на генератор описывается эквивалентным источником отражённого радиосигнала, фаза которого изменяется с доплеровской частотой. В рамках такого подхода частота и амплитуда колебаний генератора изменяются с частотой Доплера, а выходной сигнал, как результат детектирования этих изменений, оказывается тоже гармоническим.

На рубеже 70-80-х годов прошлого столетия, когда началось широкое применение полупроводниковых приборов СВЧ и КВЧ диапазонов в СБРЛ нового поколения, было экспериментально обнаружено, что автодинные сигналы в этих диапазонах при определённых условиях имеют искажения (являются ангармоническими), причём характер этих искажений зависит также от направления движения отражающего объекта. В свое время были предприняты попытки объяснения этого явления с различных позиций. Анализ этих объяснений свелся к выяснению вопроса, какие параметры отражённого излучения определяют формирующийся в автогенераторе автодинный отклик. При этом практически во всех публикациях показано, что в линейном приближении автодинный отклик пропорционален амплитуде отражённого излучения, что обусловлено интерференционными амплитудно-фазовыми соотношениями излучаемых и отражённых электромагнитных колебаний. Однако фазовый аспект этой проблемы в литературе решается двояко.

В ряде работ предполагается, что автодинный отклик обусловлен доплеровским сдвигом частоты отражённого излучения и этот метод анализа даже внесён в название устройства – «доплеровские автодины». В других работах в основу рассмотрения положено фазовое запаздывание отражённого излучения, и формирование автодинного отклика определяется фазой возвращённого в резонатор колебания. Очевидно, «частотный» подход более удобен и обоснован для анализа работы автодинных преобразователей частоты и автогенераторов с внешней синхронизацией, где расстройка частоты определяется параметрами системы и контролируется в эксперименте. Однако его применение для анализа АД радиолокационного приложения оказалось непродуктивным. Для описания автодинных систем с совмещённым приёмо-передающим трактом наиболее адекватным оказывается «фазовый» подход, так как «работа автодина основана на фазовых соотношениях между излучёнными и принимаемыми колебаниями» [стр. 46, Коган И.М. Ближняя радиолокация. М.: Сов. радио. 1973.]. При этом априорно закладывается возможность любых фазовых изменений в рассматриваемой модели взаимодействия с отражённым излучением, в том числе и определяющих ангармонические автодинные сигналы, наблюдаемые экспериментально. Такой подход хорошо сочетается с

известными аналитическими методами классической теории нелинейных колебаний (малого параметра, усреднения, медленно меняющихся амплитуд и др.), а также численными методами: переменных состояния и численным интегрированием нелинейных дифференциальных уравнений.

Обоснование «фазового» подхода с общих позиций теории систем с запаздыванием было выполнено в работах В.Я. Носкова. В этих работах показано, что входящие в уравнения для автодинного отклика модуль Γ и фаза δ коэффициента отражения в общем случае зависят от текущего времени t и являются неявными функциями времени запаздывания τ отраженного излучения: $\Gamma \equiv \Gamma(t, \tau)$, $\delta \equiv \delta(t, \tau)$. Для выявления этих функций, согласно теории систем с запаздыванием, и нахождения решения системы дифференциальных уравнений с запаздывающим аргументом известно два метода.

Первый метод предлагает пошаговое интегрирование дифференциальных уравнений по мере воздействия на систему парциальных отражений. Он позволяет рассчитать процесс установления автодинного отклика от момента появления первого отраженного радиосигнала до полного установления отклика. Этим методом в квазистатическом приближении, т.е. без учета внутренней инерционности генератора, выполнен анализ АД с импульсной модуляцией (радиоимпульсных АД). Однако во многих случаях практического использования радиоимпульсных АД учет инерционных свойств генератора необходим, поэтому дальнейшее развитие этого направления исследований является востребованным.

Второй метод позволяет анализировать поведение установившихся значений отклика системы с запаздыванием. Применительно к автодинам непрерывного излучения согласно этому методу выполнено разложение функций амплитуды $A(t, \tau)$ и фазы $\Psi(t, \tau)$ отраженного излучения в ряды Тейлора по малому параметру τ по сравнению с текущим временем t . В результате получены выражения для «мгновенных» модуля и фазы коэффициента отражения, приведенного к «зажимам» автодинного генератора:

$$\Gamma(t, \tau) = \Gamma \left[1 - \frac{\tau}{1!} \frac{da(t)}{dt} + \frac{\tau^2}{2!} \frac{d^2a(t)}{dt^2} - \frac{\tau^3}{3!} \frac{d^3a(t)}{dt^3} + \dots \right], \quad (1)$$

$$\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau) = \frac{\tau \omega(t)}{1!} - \frac{\tau^2}{2!} \frac{d\omega(t)}{dt} + \frac{\tau^3}{3!} \frac{d^2\omega(t)}{dt^2} - \dots, \quad (2)$$

где $\Psi(t)$, $\Psi(t, \tau)$ – полные фазы колебаний генератора в текущий момент времени t и из предыстории системы ($t - \tau$) соответственно; $\omega(t) = d\Psi(t)/dt$ – текущая частота генерации АД; $a = \Delta A / A_0$ – относительные изменения амплитуды колебаний. Данные разложения справедливы при условии формирования «гладких» автодинных изменений параметров колебаний.

До настоящего времени при таком подходе полученные системы уравнений имели решение только для первого приближения функции запаздывающего воздействия, когда можно положить $\Gamma(t, \tau) = \Gamma$ и $\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau) = \tau\omega(t)$. Это приближение, позволившее выяснить природу искажения автодинных сигналов, приемлемо при выполнении условия: $\tau \ll T_a$, где T_a – период автодинного сигнала. Однако при больших расстояниях до объекта, высоких скоростях движения отражающего объекта и с укорочением длины волны λ излучения данное неравенство может нарушаться. Например, в 3-мм диапазоне длин волн при радиальной скорости движения объекта $v_p = 2000$ м/с частота автодинного сигнала в соответствии с формулой Доплера $F_d = 2V_p / \lambda$ равна $F_d = 1,33 \cdot 10^6$ Гц, т.е. его период $T_a = 0,75 \cdot 10^{-6}$ с. При расстоянии до объекта $l = 120$ м время запаздывания $\tau = 2l / c$ составляет $0,8 \cdot 10^{-6}$ с, где c – скорость распространения излучения.

Отсюда следует, что полученные в предшествующих работах результаты теоретических исследований не учитывают динамику изменений во времени амплитуды $a(t)$ и частоты $\omega(t)$ колебаний генератора в процессе движения объекта локации. Последующие приближения, как видно из (1) и (2), связаны с необходимостью учета производных от функций $a(t)$ и $\omega(t)$ более высокого порядка. Однако до настоящего времени особенности формирования автодинного отклика СБРЛ с учетом динамики изменения положения объекта локации в известной нам литературе не рассматривались.

Поэтому для устранения указанного ограничения существующей теории автодинных систем необходимо внедрение нового концептуального подхода в теорию автодинов, основанного на представлении отраженного излучения в виде чистого транспортного запаздывания на время его распространения до объекта локации и обратно и применении математических методов теории систем с запаздыванием. На основе этого подхода необходима разработка новых методов расчета сигнальных и шумовых характеристик автодинов при непрерывном и модулированном излучении. При этом для ряда приложений в условиях высоких скоростей движения объектов локации необходим также учет внутренней инерционности процессов в автодинном генераторе. Кроме того, востребованными для практики являются результаты исследований, направленных на поиск новых принципов построения автодинных устройств, обеспечивающих улучшение параметров и характеристик, а также расширение их функциональных возможностей и области практического применения в системах ближней и сверхближней радиолокации. Совокупность указанных задач диссертационных исследований, по нашему мнению, представляет собой научную проблему, имеющую важное значение для теории и техники систем ближней и сверхближней радиолокации с автодинным принципом построения

приемо-передающих устройств.

Объектом исследования диссертации являются радиотехнические системы и устройства ближней и сверхближней радиолокации с автодинным принципом построения приемо-передатчика.

Предметом исследования являются модели и методы анализа, принципы построения и применения автодинных устройств для радиотехнических систем и устройств ближней и сверхближней радиолокации.

Цель и задачи исследования

Целью диссертации является развитие методов анализа, принципов построения и применения автодинных устройств для систем ближней и сверхближней радиолокации.

Для достижения указанной цели были поставлены следующие задачи:

Выполнить анализ современного состояния теории и техники автодинных систем, обобщить полученные данные и накопленный опыт предшествующих исследований. На основе выполненного обзора дать обоснование цели и задач исследования.

Используя концептуальный подход к анализу автодина, как к системе с чисто транспортным запаздыванием собственного отраженного от объекта локации излучения, для математической модели одноконтурного автодинного генератора разработать новые методы расчета процесса формирования сигнальных и шумовых характеристик, учитывающие динамику изменения положения объекта локации и собственные инерционности автодинной системы «генератор – объект локации».

Разработать математическую модель и выполнить исследования сигнальных и шумовых параметров и характеристик одноконтурного автодинного генератора с частотной модуляцией для общего случая произвольного соотношения времени запаздывания отраженного от объекта локации излучения и периода автодинного сигнала.

Выполнить исследования автодинных устройств со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором, с интерференционным принципом формирования сигналов, на основе взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи и с внешней синхронизацией в режиме захвата частоты, обеспечивающих улучшение параметров и характеристик, а также расширение функциональных возможностей систем ближней радиолокации.

Дать описание систем ближней и сверхближней радиолокации, предназначенных для контроля параметров движения, вибраций, малых перемещений, размеров металлических изделий и диагностики объектов локации, а также для решения задач радиозондирования

атмосферы, при создании которых использованы результаты диссертационных исследований.

Методология и методы исследования

Для формирования математической модели автодина использовался метод эквивалентных схем. Упрощение полученных нелинейных дифференциальных уравнений с запаздывающим аргументом для мгновенных значений токов и напряжений и переход к укороченным уравнениям для амплитуд и фаз колебаний выполнялось с использованием методов, известных в теории нелинейных колебаний как медленно меняющихся амплитуд, усреднения, квазилинейный.

Кроме того, использовались методы теории систем с запаздыванием. При анализе автодинов непрерывного излучения применялся метод разложения функций запаздывающего воздействия в ряд Тейлора по малому времени запаздывания относительно текущего времени. При анализе автодинов с импульсной модуляцией излучения для расчета реакции генератора на воздействие отраженного излучения использовался метод пошагового интегрирования дифференциальных уравнений.

При анализе автодинов в условиях слабого воздействия на генератор отражённого излучения и шумов использовался метод возмущений, состоящий в линеаризации нелинейных характеристик системы в окрестности стационарного режима. При анализе флуктуационных характеристик использовались методы статистической радиотехники.

Решение сложных систем уравнений находилось численными методами с привлечением пакета программ в среде MathCAD. При проведении экспериментальных исследований использовались методы лабораторного и натурного эксперимента, полунатурного моделирования, методы аналоговой и цифровой обработки сигналов, а также обработки сигналов с помощью виртуальных приборов, создаваемых в среде программирования LabVIEW.

Положения, выносимые на защиту

1. Внедрение в теорию автодинов нового концептуального подхода к их анализу, основанного на описании функций отраженного от объекта локации излучения математическими методами теории систем с запаздыванием обеспечивает возможность разработки новых методов расчета сигнальных и шумовых параметров и характеристик автодинов. Эти методы позволяют учитывать динамику перемещения объекта локации и инерционность процессов в автодинном генераторе, а также устранить принципиальные ограничения предшествующей теории автодинных систем.

1.1. При анализе математической модели автодина с непрерывным излучением учет

высших членов разложения в рядах Тейлора функций запаздывающего воздействия по малому времени запаздывания относительно текущего времени обеспечивает расчет «гладких» автодинных характеристик, когда значение параметра C_{oc} внешней обратной связи меньше единицы, при произвольном соотношении величин времени запаздывания отраженного излучения и периода автодинного отклика.

В случае «слабого» воздействия отраженного излучения, когда значение параметра C_{oc} внешней обратной связи значительно меньше единицы, сигнальные характеристики имеют вид гармонической функции, а шумовые характеристики являются стационарными. В случае «сильного» воздействия отраженного излучения, когда значение параметра C_{oc} внешней обратной связи соизмеримо с единицей, сигнальные характеристики приобретают характерные ангармонические искажения, а среднеквадратические уровни шумов изменяются с периодом автодинного отклика. При этом максимумы уровней частотных и амплитудных шумов совпадают и соответствуют области «крутого» перехода частотной характеристики автодина через нуль, а уровень пика шумов резко возрастает с приближением величины параметра внешней обратной связи C_{oc} к единице. Участкам с «пологим» переходом частотной характеристики соответствует «плато» с минимумом частотных и амплитудных шумов, которые находится ниже (в 1,5...2 раза), чем уровень шумов автономного генератора.

С увеличением расстояния между автодином и объектом локации при высоких скоростях движения последнего, когда время запаздывания отражённого от объекта локации излучения и период автодинного отклика становятся величинами соизмеримыми, степень ангармонических искажений сигналов и высота пиков среднеквадратических уровней шума асимптотически уменьшаются. При этом степень искажения сигнальных характеристик неизохронных СВЧ генераторов зависит как от скорости движения объекта локации, так и от направления его перемещения. В случае, когда отношение времени запаздывания отраженного излучения и периода автодинного отклика, определяемое как нормированное расстояние r_n , кратно целому числу ($r_n = 1, 2, \dots$), ангармонические искажения сигнальных характеристик и пики среднеквадратических уровней шума автодина практически отсутствуют и уровни шума соответствуют уровням автономного генератора.

1.2. Использование метода пошагового интегрирования дифференциальных уравнений, описывающих функционирование автодина с импульсной модуляцией излучения, обеспечивает возможность вычисления закона установления автодинного отклика на воздействие запаздывающего отраженного излучения от объекта локации с учетом как внешней, так и внутренней инерционности автодинной системы «генератор – объект локации».

На участках значений набега фазы отраженного от объекта локации излучения, где производная частотной характеристики автодина по времени запаздывания больше нуля, в системе «генератор – объект локации» действует положительная запаздывающая обратная связь, которая стимулирует дальнейший рост величины автодинных изменений частоты, вызывает релаксационный характер установления автодинного отклика и затягивает его завершения. На участке спада частотной характеристики автодина, где упомянутая производная отрицательна, в системе «генератор – объект локации» действует отрицательная запаздывающая обратная связь, которая вызывает «противоположные» воздействия на автодинные изменения частоты в последующем шаге и ступенчатый аperiodический закон установления автодинного отклика.

В случае «безынерционного» автодина, когда величины постоянной времени автодинного отклика значительно меньше времени запаздывания отраженного излучения, продолжительность процесса установления автодинного отклика определяется величиной параметра внешней обратной связи, причем с увеличением параметра C_{oc} процесс установления, выражаемый в числе «шагов», все более затягивается, переходя при превышении C_{oc} единицы в неустойчивый.

В случае «инерционного» автодина, когда выполняется обратное неравенство, в процессе установления автодинного отклика продолжительность переходного процесса полностью определяется абсолютной величиной постоянной времени автодинного отклика.

2. Применение квазистатического метода А.Н. Малахова для вычислений автодинных характеристик обеспечивает существенное снижение погрешности вычислений при значительном расширении диапазона частот автодинного сигнала, а также учет внутренней инерционности генератора и дисперсионной зависимости автодинной девиации частоты. Модернизация квазистатического метода А.Н. Малахова путем учета высших членов разложений функций запаздывающего воздействия согласно п. 1.1 позволяет учитывать как внешнюю инерционность автодинной системы «генератор – объект локации», так и инерционность изменений амплитуды колебаний и частотную дисперсию автодинной девиации частоты.

3. Стабилизация частоты автодинного генератора с помощью внешнего высокочастотного резонатора обеспечивает значительное уменьшение степени искажений сигналов и уровня частотных шумов, что способствует улучшению такого важного параметра АСБРЛ, как динамический диапазон. Выигрыш в динамическом диапазоне, определяемом величиной коэффициента стабилизации частоты, может составлять при сильной связи между резонаторами 20...30 и более дБ.

4. В автодинном модуле с двумя внешними детекторами, помещенными в передающую линию между генератором и антенной, в случае высокого значения коэффициента автодинного усиления генератора оба сигнала, регистрируемые на выходах детекторов, находятся в фазе. В

случае малой величины коэффициента автодинного усиления выходные сигналы детекторных диодов имеют сдвиг фаз между собой, который определяется относительным разносом между диодами в передающей линии.

5. Автодинные изменения частоты генерации системы двух связанных между собой парциальных генераторов в процессе перемещения объекта локации вызывают нелинейность набега фазы отраженного излучения и, соответственно, ангармонические искажения изменений амплитуд колебаний парциальных генераторов и разности фаз между ними. Степень этих искажений зависят от амплитудных и фазовых соотношений компонентов автодинного отклика, и определяются значениями внутренних параметров парциальных генераторов, таких как, их неизохронность, амплитудное и частотное детектирование, а также добротности колебательных систем и величина параметра внешней обратной связи системы «генератор – объект локации». Степень искажения сигналов системы двух связанных между собой парциальных генераторов может быть значительно меньшей, чем у обычных (одиночных) автодинов.

Парциальный генератор, у которого добротность колебательной системы или амплитуда колебаний больше (он является ненагруженным), чем у второго парциального генератора, связанного с нагрузкой (антенной), является стабилизирующим, он вызывает уменьшение величины автодинной девиации частоты генерации и, тем самым, степени искажения сигналов и расширение динамического диапазона автодинной системы. При этом фазовое смещение между откликами парциальных генераторов определяется условиями взаимной связи между парциальными генераторами и значением относительной расстройки собственных частот парциальных генераторов. Формирование сдвинутых по фазе двух сигналов дает возможность определять знак радиальной скорости отражающих объектов и использовать методы квадратурной обработки сигналов.

6. Синхронизация автодина от внешнего генератора исключает характерные обычным (нестабилизированным) автодинам ангармонические искажения сигналов, что способствует расширению их динамического диапазона. При внесении начальной расстройки между частотами внешнего генератора и собственной частотой автодина в пределах полосы синхронизации имеется возможность значительного увеличения коэффициента передачи автодинного сигнала по сравнению с обычными автодинами.

Инерционность процесса фазовой синхронизации генератора вызывает неравномерность формирования амплитудно-частотных характеристик коэффициента передачи синхронизированного автодина по изменению амплитуды колебаний в области высоких частот. Однако эта неравномерность при правильном выборе параметров синхронизации не является препятствием для регистрации сигналов во всем диапазоне существующих на практике

скоростей движения объектов локации.

7. При проведении вибрационных измерений с помощью автодинных датчиков в условиях сильной обратной связи из-за наличия ангармонических искажений сигнальных характеристик необходимо учитывать не только значительные отличия величины чувствительности датчика к перемещениям и ширину динамического диапазона его работы в различных рабочих точках, но и отличия в этих точках уровней шума и продуктов нелинейного преобразования.

Научная новизна

1. Впервые внедрен в теорию автодинов, как с непрерывным, так и с радиоимпульсным излучением, включая автодины с частотной модуляцией, концептуальный подход к анализу, основанный на описании функций отраженного от объекта локации излучения математическими методами теории систем с запаздыванием [6-8,26]. Этот подход явился основой для разработки новых методов расчета сигнальных и шумовых параметров и характеристик автодинов, которые позволили учитывать динамику перемещения объекта локации, а также как внешнюю, так и внутреннюю инерционность системы «генератор – объект локации». Внедрение нового подхода устранило принципиальные ограничения предшествующего этапа развития теории автодинов и значительно расширило область ее приложения для расчета параметров и характеристик АСБРЛ, в том числе с частотной модуляцией [29,31,32,42].

2. Впервые для расчета автодинных характеристик предложено использовать квазистатический метод А.Н. Малахова [7,8,11]. В отличие обычного квазистатического метода, применявшегося ранее, метод А.Н. Малахова учитывает внутреннюю инерционности генератора и дисперсионную зависимость автодинной девиации частоты в широком диапазоне частот автодинного сигнала. Предложенная нами модернизация метода А.Н. Малахова позволяет учитывать в расчетах также внешнюю инерционность автодинной системы «генератор – объект локации» [7,8].

3. Впервые выполнены основополагающие исследования автодинов со стабилизацией частоты генератора с помощью внешнего высокочастотного резонатора, которые показали преимущества перед обычными (нестабилизованными) автодинами и перспективность их применения в АСБРЛ [2,4,10,15,35,36]. Предшествующие исследования автодинов с внешним резонатором ограничивались лишь получением экспериментальных данных.

4. Все генераторы СБРЛ, которые непосредственно связаны с антенной (без развязывающих элементов), подвержены воздействию излучения, отраженного от объекта локации. Поэтому в них неизбежно возникает автодинный эффект, который вызывает модуляцию колебаний опорного радиосигнала, подаваемого на смеситель приемного устройства. Данное явление в

отличие от предшествующих публикаций, посвященных анализу приемо-передающих модулей с внешними детекторами, впервые учтено в наших работах [21,33,44]. При этом даны научно обоснованные рекомендации по правильному конструированию автодинных модулей и выбору режима колебаний генератора.

5. Первые исследования автодинов в виде системы двух взаимно синхронизированных парциальных генераторов были выполнены в 80-х годах 20-го столетия в работах коллектива авторов, руководимого С.М. Смольским. В наших работах впервые были выполнены исследования особенностей формирования сигналов в таких связанных автодинах системах, результаты которых показали перспективность широкого применения в АСБРЛ двухдиодных автодинов [13,14, 16,19,21].

6. Результаты выполненных исследований автодинов в режиме захвата частоты внешним генератором позволили выяснить особенности формирования сигналов в зависимости от внутренних параметров автодинных генераторов, условий их синхронизации, скорости перемещения объекта локации и показать преимущества таких автодинов перед обычными автодинами без синхронизации, а также перспективы их применения в АСБРЛ миллиметрового диапазона [23,34]. При этом показано, что результаты анализа для случая «медленного» перемещения объекта локации стыкуются с результатами, полученными в работах коллектива авторов, руководимого С.М. Смольским в 80-х годах 20-го столетия.

7. Выполненные исследования особенностей формирования сигнальных и шумовых параметров и характеристик автодинных устройств, предназначенных для систем ближней и сверхближней радиолокации, и принципов их построения позволили найти ряд новых технических решений и прикладных задач, в которых нашли применение результаты диссертационных исследований. К ним относятся:

— автодинный радиолокатор для измерения параметров движения вагонов на парковых путях сортировочной станции, выполненный на базе стабилизированного дополнительным высокочастотным резонатором двухдиодного автодина [13,58,69, 81,107,138];

— автодинные датчики вибраций и малых перемещений, выполненные на основе обычных или двухдиодных генераторов [14,62-64,114];

— автодинные датчики для бесконтактного измерения наружных и внутренних размеров металлических изделий, выполненные на основе обычных или двухдиодных генераторов [16,137,140,141];

— применение двухдиодных автодинов в решении задач диагностики турбоагрегатов, машин и механизмов, а также контроля состояния лопаток турбовентиляторных двигателей [14,90,114-116,127,131,135];

— применение автодинов в радиолокационных датчиках с манипуляцией частоты для определения параметров движения объектов локации, например, грузовой платформы парашютной системы относительно подстилающей поверхности [13,142];

— применение автодинного генератора в качестве бортового приёмоответчика для аэрологических радиозондов [12,59-61,132,139].

Степень достоверности полученных результатов

Достоверность защищаемых положений и результатов обеспечивается качественным и количественным соответствием теоретических выводов данным, полученным экспериментально, корректностью упрощающих предположений, применяемых при построении математических моделей, использованием стандартной измерительной аппаратуры и подтверждается успешным практическим использованием в реализованных устройствах и системах. Полученные результаты теоретического анализа проверялись на сходимость с результатами предшествующих исследований. Точность экспериментальных результатов обеспечивалась использованием стандартной контрольно-измерительной аппаратуры и методов измерений. Дополнительно достоверность основных результатов работы аргументируется их апробацией на конференциях и симпозиумах, а также публикациями в рецензируемых журналах.

Теоретическая значимость работы

Теоретическая значимость работы состоит в том, что в ней в рамках единого методологического подхода к решению проблемы анализа автодинных генераторов КВЧ диапазона, находящихся под воздействием собственного запаздывающего отраженного от объекта локации излучения, разработана теория их функционирования. Она обеспечивает возможность учитывать различные параметры и характеристики активных элементов и колебательной системы генераторов, динамику перемещения объекта локации и произвольное время запаздывания отражённого излучения, а также различные виды модуляции излучения.

Выполненные на базе разработанной теории исследования параметров и характеристик автодинных устройств для СБРЛ обобщают и развивают результаты предшествующих исследований автодинов с одноконтурной колебательной системой. Кроме того, они также дополняют ее за счет новых объектов исследования: генераторов со стабилизацией частоты внешним резонатором, автодинов с дополнительными диодами в передающей линии между генератором и антенной, двухдиодных автодинов и автодинов в режиме захвата частоты внешним генератором.

Разработанная теория работы автодинных устройств обеспечивает возможность расчета основных параметров и характеристик, необходимых при создании систем и устройств на их основе с улучшенными качественными показателями, а также с более широкими функциональными возможностями, что является вкладом в прикладных областях науки и техники.

Практическая значимость работы

1. Результаты выполненных в диссертации исследований позволяют, исходя из заданных параметров используемых генераторов, рассчитать сигнальные и шумовые параметры и характеристики автодинов, необходимые для их правильного использования в перспективных системах ближней и сверхближней радиолокации, дистанционного радиозондирования атмосферы и других.

2. Применение в СБРЛ и ССБРЛ предлагаемых для производства новых типов автодинных устройств со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором, применением дополнительных диодных детекторов для выделения сигналов, взаимно синхронизированных (двухдиодных) автодинов и автодинов с синхронизацией частоты от дополнительного генератора значительно улучшает их параметры и характеристики, а также расширяет функциональные возможности. Данные устройства обладают по отношению к обычным автодинным генераторам улучшенными техническими характеристиками по такому важному показателю, как динамический диапазон, на 20-30 дБ. Некоторое увеличение энергетического потенциала, отсутствие периодической нестационарности шумов, а также (за счёт улучшения температурной стабильности частоты) повышение точности измерения скорости объектов локации, являются дополнительными преимуществами этих устройств. Указанные достоинства автодинных устройств способствуют повышению спроса на них и расширению базы потребителей.

3. Разработанные образцы автодинных радиолокаторов для определения параметров движения вагонов на сортировочной станции за счёт применения автодинного приёмо-передающего модуля обеспечивают более низкую себестоимость их изготовления по сравнению с радиолокатором с гомодинным построением приёмо-передатчика. Предложены технические решения по созданию СБРЛ с манипуляцией частоты для измерения параметров движения объектов локации, например, грузовой платформы парашютной системы относительно подстилающей поверхности.

4. Разработаны методические рекомендации по выбору способа и режима регистрации, а также рабочей точки при использовании автодинов в качестве датчиков параметров вибраций, измерителей размеров металлических изделий, датчиков для контроля и диагностики работы

турбоагрегатов и состояния лопаток турбовентиляторных двигателей. Учёт этих рекомендаций обеспечивает повышение точности и расширение динамического диапазона измерений. Реализуемый при этом выигрыш параметров рассчитывается для конкретных условий измерений по полученным в диссертации формулам и использованием данных из представленных графиков.

Соответствие диссертации паспортам научных специальностей

Перечисленные выше задачи исследований, новые научные результаты, полученные в диссертации и защищаемые положения, соответствуют следующим областям исследований для специальности 2.2.16 – Радиолокация и радионавигация согласно её паспорту:

– пункту 1 – исследование новых явлений и процессов в радиоэлектронике и радиофизике, позволяющих повысить эффективность систем и устройств радиолокации и радионавигации;

– пункту 6 – разработка и исследование устройств генерирования, усиления, преобразования радиосигналов и обработки радиосигналов и информации в радиолокационных и радионавигационных системах и устройствах. Создание методик их расчета и основ проектирования.

Внедрение результатов исследования

Результаты работы были использованы в ходе выполнения ряда работ:

1. договор № 13.G25.31.0008 от 07 сентября 2010 г. «Создание и производство технических средств радиозондирования атмосферы на основе спутниковых навигационных систем GPS/ГЛОНАСС с целью модернизации технологической базы аэрологической сети Росгидромета» и НИОКР № 57/03111 от «07» июля 2010 г.;

2. «Исследование и разработка системы радиозондирования атмосферы на основе спутниковых платформ GPS/ГЛОНАСС, модернизация радиозондов типа МРЗ-3 для аэрологической сети Росгидромета», проводимых в рамках государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства, в соответствии с постановлением Правительства РФ от 9 апреля 2010 г. № 218;

3. Договор № 919 от 28 сентября 2012 года, НИР «Исследование и экспериментальная проверка возможности применения сканирующих лазерных дальномеров для определения координат вагонов в парках станции («СКАЛА»)), 2.083; (Заказчик ОАО «Российские железные дороги», г. Москва, исполнитель ООО «ОКО-НТЦ»)

4. НИР «Исследование гибридно-интегральных автодинных модулей миллиметрового диапазона» по договору о научно-техническом сотрудничестве между АО «Научно-исследовательским институтом полупроводниковых приборов» (АО «НИИПП», г. Томск) и Институтом радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ (ИРИТ-РТФ) УрФУ № 3302-34/02 от 06 ноября 2013 г.;

5. НИР «Исследование и разработка автодинных модулей СВЧ и КВЧ диапазонов» по договору о научно-техническом сотрудничестве между АО «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь» (АО «НПП» Радиосвязь», г. Красноярск) и Уральским федеральным университетом (УрФУ) № 02-25/044 от 14 ноября 2018 г.;

6. Договор № Н764.210.030/17 от 09.02.2018 НИР «Исследование возможности создания малогабаритного интерферометра...» между УрФУ и РФЯЦ-ВНИИТФ им. Академика Е.И. Забабахина, г. Снежинск;

7. Договор № Н764.210.003/18 от 09.01.2019 НИР «Расчетно-экспериментальное моделирование систем диагностики...» между УрФУ и РФЯЦ-ВНИИТФ им. Академика Е.И. Забабахина, г. Снежинск;

8. Договор № Н764.210.033/20 от 01.04.2021 НИР «Моделирование радиоволновых измерительных ...» между УрФУ и РФЯЦ-ВНИИТФ им. Академика Е.И. Забабахина, г. Снежинск.

9. Договор № 01/21/П764.210.001/21 от 21.01.2021 СЧ НИР «Разработка и научное обоснование принципов построения бортового радиолокационного датчика для определения параметров взаимного положения объекта локации относительно носителя» между УрФУ и АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск.

А также в ходе инициативной работы «Создание радиолокационного датчика для контроля параметров движения грузовой платформы парашютной системы» для Государственного унитарного предприятия республики Крым «Научно-исследовательский институт аэроупругих систем» (ГУП РК «НИИ АУС», г. Феодосия) в соответствии с Протоколом о намерениях между ГУП РК «НИИ АУС» и ИРИТ-РТФ УрФУ от 28.10.2015г.; в процессе обучения студентов на кафедре радиоэлектроники и телекоммуникаций в качестве демонстрации работы автодинного радиолокатора КВЧ диапазона.

Большинство результатов диссертационного исследования, в ходе выполнения указанных выше НИОКР и НИР в период 2010–2021 гг., доведены до инженерных решений, использованных при разработке образцов автодинных датчиков, и практических рекомендаций по созданию более совершенных автодинных приемопередатчиков, переданных в АО «НИИПП», АО «НПП «Радиосвязь», ФГУП «РФЯЦ – ВНИИТФ им. академ. Е.И. Забабахина» в виде отчетов

выполнения НИР. Получено три акта об использовании результатов диссертации.

Публикации по диссертации

По теме диссертационного исследования опубликовано 106 научных работ, в том числе 45 работ в рецензируемых научных изданиях, определенных ВАК РФ и Аттестационным советом УрФУ, из них 38 работ — в изданиях, входящих в международные реферативные базы данных, системы цитирования Scopus и WoS; 5 патентов РФ. Материалы работы отражены также в 7 отчётах о НИР и НИОКР.

Апробация работы

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих симпозиумах и конференциях: 3-я Всероссийская научно-техническая конференция «Радиовысотометрия-2010», г. Каменск-Уральский, 2010 год; 9-я Международная научно-практическая конференция «Образовательные, научные и инженерные приложения в среде LabVIEW и технологии National Instruments-2010», г. Москва, 2010 год; 17-я Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2011), г. Воронеж, 2011 год; Международная научно-практическая конференция «СВЯЗЬ-ПРОМ-2011», г. Екатеринбург, 2011 год; начиная с 21-ой и по 29-ю включительно Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011), г. Севастополь, с 2011 по 2019 годы; 10-я Международная научно-техническая конференция «Физика и технические приложения волновых процессов», г. Самара, 2011 год; 11-я Международная научно-техническая конференция «Физика и технические приложения волновых процессов», г. Екатеринбург, 2012 год; 19-й Международный симпозиум по радиолокации, Варшава, Польша, 2012 год; 4-я Всероссийская научно-техническая конференция «Радиовысотометрия-2013», г. Каменск-Уральский, 2013 год; 8-я Международный харьковский симпозиум по физике и технике СВЧ, мм- и субмм- волнам (MSMW'13), Харьков, Украина, 2013 год; 2-ая Международная конференция по транспортной информации и безопасности (ICTIS-2013), Ухань, Китай, 2013 год; 10-я Международная молодежная научно-техническая конференция «РТ-2014», Севастополь, Украина, 2014 год; Всероссийская научно-технической конференция «Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций», Самара, 2015 и 2016 годы; Всероссийская научная школа-семинар «Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами», Саратов, 2016 и 2018 годы; 9-й Международный Харьковский симпозиум по

физике и технике микроволн, миллиметровых и субмиллиметровых волн (MSMW'16), Харьков, Украина, 2016 год; 13-я Международная научно-техническая конференция по актуальным проблемам электронного приборостроения АРЕИЕ-2016, Новосибирск, 2016 год; 2-я Международная конференция по промышленному проектированию, применению и производству, ICIEAM-2016, Челябинск, Россия, 2016 год; 5-я Всероссийская научно-техническая конференция «Радиовысотометрия-2016», г. Каменск-Уральский, 2016 год; 3-я Международная конференция молодых ученых по информационным технологиям, телекоммуникациям и системам управления (ITTCS 2016), Екатеринбург, Россия, 2016 год; 12-я Международная молодежная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2016», Севастополь, 2016 год; 3 и 4-я Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации». Красноярск, 2016, 2017 годы; 11-я Международная конференция по теории и технике антенн (ICATT), Киев, Украина, 2017 год; Симпозиум IEEE по технике СВЧ, радиолокации и дистанционному зондированию (MRRS), Киев, Украина, 2017 год; Международная конференция по информационным и телекоммуникационным технологиям и радиоэлектронике (УкрМиКо), Одесса, Украина, 2017 год; 2017 г. Излучение и рассеяние электромагнитных волн (RSEMW), Геленджик, Россия, 2017 год; 3-й Международный семинар по радиоэлектронике и информационным технологиям (REIT-2018), Екатеринбург, Россия, 2018 год; Международная конференция по актуальным проблемам электронной техники 2018 года (APEDE), Саратов, Россия, 2018 года; 14-я Международная научно-техническая конференция по актуальным проблемам электронного приборостроения (АПЭИ), Новосибирск, Россия, 2018 год; Уральский симпозиум по биомедицинской инженерии, радиоэлектронике и информационным технологиям (USBEREIT), Екатеринбург, Россия, 2018 год.

Личный вклад автора

В диссертации представлены только те результаты работы, в которых автору принадлежит определяющая роль. Пять работ опубликовано соискателем без соавторов. Основная часть работ опубликована в соавторстве с научным консультантом, д.т.н., доцентом В.Я. Носковым, а также с д.т.н., профессором С.М. Смольским (МЭИ, Москва). В совместных работах диссертант принимал участие в разработке математических моделей, выполнении расчётов и экспериментов, при обсуждении работы осуществлял объяснение и интерпретацию результатов исследований. Результаты экспериментов АСБРЛ с ЧМ получены коллегами ИПЭ АН Украины (г. Харьков) при совместном обсуждении методики и результатов исследований. Экспериментальные исследования АПП для аэрологического зонда выполнены совместно с к.т.н., доцентом С.И.

Кудинова. В остальных работах в составе научного коллектива соискателем выполнены: математические выкладки, численные расчеты, анализ полученных результатов.

Все научные положения, расчетные и экспериментальные результаты, обладающие научной новизной и составляющие содержание настоящей работы, а также выводы и рекомендации, сформулированные в диссертационной работе, получены автором самостоятельно.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из Введения, 5 глав и Заключения. Она изложена на 369 страницах, содержит 127 рисунков и 2 таблицы, 6 приложений.

1. Глава 1. Автодинные системы ближней радиолокации.

Обоснование цели и постановка задач исследования

1.1. Введение

В настоящей главе выполнен обзор основной литературы, посвящённой вопросам применения и анализа условий функционирования систем ближней радиолокации (см. раздел 1.2). Рассмотрены основные модели представления и методы анализа автодинных устройств (см. раздел 1.3), выполнен обзор основных параметров и характеристик АД (см. раздел 1.4), рассмотрены основные принципы построения автодинных приемо-передатчиков (см. раздел 1.5). На основе выполненного обзора поставлена цель диссертационного исследования и сформулированы задачи, которые необходимо решить для достижения цели (см. раздел 1.6). Итоги главы подведены в разделе 1.7.

1.2. Области применения, задачи и условия функционирования систем ближней радиолокации

Зародившееся в период Второй мировой войны [1-6] новое научное направление, которое в настоящее время именуется как «ближняя радиолокация», окончательно утвердилось к началу 70-х годов прошлого столетия [7-9]. Согласно определению, данному И.М. Коганом [8,9], системы ближней радиолокации (СБРЛ) – это «радиолокационные системы, дальность действия которых соизмерима с геометрическими размерами взаимодействующих объектов...». При этом под «взаимодействующими объектами» в начальные годы становления данного научного направления понимались, с одной стороны, – снаряд, ракета или спускаемый космический аппарат и, с другой стороны, – воздушная или наземная цель, поверхность Земли или иной планеты. Задачи, которые при этом решались, ограничивались обнаружением объекта локации, определением его координат и параметров движения (скорости, ускорения, направления движения, промаха и др.). На основе этих данных в СБРЛ вырабатывались различного рода команды, которые далее передавались исполнительным устройствам или в центр управления полетом (подрыв, торможение, маневрирование и пр.) [10,11].

Возможности бесконтактного обнаружения объектов посредством электромагнитного излучения, определение координат и параметров их движения, которые обеспечивают СБРЛ, оказались в послевоенное время востребованными также в иных областях человеческой деятельности. Среди них – решение задач ближней навигации, охраны объектов и безопасности, а также контроля и регулирования на транспорте. Большая доля публикаций была посвящена также внедрению СБРЛ в различные технологические процессы промышленного производства и

в научные исследования (см. список источников в [9]).

К настоящему времени теория и техника ближней радиолокации, пройдя свой долгий путь развития, благодаря освоению миллиметрового диапазона и интегральных технологий достигла качественно нового уровня [12]. В результате бурного прогресса последних десятилетий в создании полупроводниковой элементной базы и интегральных схем разработаны различные миниатюрные СБРЛ не только для военного применения [13], но также для широкого спектра «гражданских» нужд [14-23], в том числе для использования в медицине [24-27].

В литературе широко представлены результаты исследований по использованию радиолокационных датчиков для обеспечения безопасности на автомобильном транспорте [19,20], для систем управления движением поездов [16-18] и охранной сигнализации [28,29], для систем автоматизированного управления роспуском составов на сортировочных горках [16,30] и повышения производительности сельскохозяйственной техники [31]. Указаны возможности использования миниатюрных и дешевых СБРЛ в качестве датчиков для подсчета изделий на конвейере, а также для исследования вибраций корпусов строительных конструкций, мостов, ферм, тросов, проводов и транспортных средств [9,32]. Кроме того, СБРЛ активно используются для измерения скорости потоков жидкостей в трубопроводах, течения воды в каналах и реках, а также параметров волнения на море [33-35]. Широкое применение нашли СБРЛ для точного измерения уровня жидкостей в резервуарах и цистернах, уровней засыпки бункеров, загрузки печей обжига и конверторов [21] и пр. Значительный интерес также представляют системы, так называемой, «сверхближней радиолокации» (ССБРЛ) [23], к которым можно отнести датчики для измерения механических перемещений [22,36,37], скорости ленточных конвейеров и вращения валов [22,38,39], параметров струи ракетного двигателя [40] и снаряда при выстреле [41], а также бесконтактные измерители вибраций [22, 36, 43, 44], размеров деталей и заготовок [22,45,46].

Характерными условиями функционирования СБРЛ, когда расстояние до пространственно-протяженного объекта локации соизмеримо с его размерами, является, во-первых, необходимость учета множественного отражения СВЧ излучения, приходящего на вход приемного устройства. Это значительно усложняет структуру отраженного сигнала, поскольку в его формировании решающее значение приобретают не только амплитудные, но и фазовые соотношения между отдельными составляющими сигнала, полученными от различных элементов объекта локации. Кроме того, при решении многих задач объект локации, а также посторонние предметы могут находиться в ближней зоне антенны (зоне Френеля). В этих условиях падающее поле излучения значительно отличается от плоской волны, концепция которой лежит в основе традиционной радиолокации при расположении цели в дальней зоне

антенны РЛС. Этот случай, когда необходимо учитывать картину формирования поля в ближней зоне, а также дифракцию волн на самом объекте локации и многократные переотражения между антенной и поверхностью этого объекта, условно относится, как отмечалось выше, к задачам сверхближней радиолокации [22]. Для решения указанных задач к настоящему времени разработаны методы анализа и подходы для более точного описания формируемых в СБРЛ сигналов [13,23,47]. Один из них основан, например, на теории пучка Гаусса-Эрмита [48,49], что позволяет определить излучаемое поле в широком диапазоне расстояний – от раскрыва антенны до дальней зоны.

Во-вторых, условия функционирования СБРЛ обычно таковы, что диапазоны изменения дальности до объекта локации, эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) цели имеют значительно бóльшие пределы, чем у обычных, «дальних» РЛС. Например, дальность до цели может изменяться от максимально возможной, определяемой энергетическим потенциалом системы и параметрами антенны, до непосредственного соприкосновения контролируемого объекта и СБРЛ; ЭПР – от элементарного точечного отражателя в сотые доли квадратного метра до пространственно или объемно распределенной цели огромных размеров. В первом случае уровень отражённого излучения весьма мал и часто соизмерим с уровнем собственных шумов приёмника, а во втором – он высок и сопоставим с уровнем зондирующего излучения передатчика. Поэтому приемное устройство СБРЛ должно обладать соответствующим динамическим диапазоном.

В-третьих, во многих приложениях, например, в радиовзрывателях для снарядов и ракет, радиоволновых датчиках охранной сигнализации, измерителях параметров движения изделий при их аэробаллистических испытаниях, системах предупреждения столкновений на транспорте и пр., продолжительность нахождения цели в зоне контроля СБРЛ и время обработки принимаемых сигналов для выдачи команд, как правило, очень ограничено [8]. Поэтому в таких случаях применение для расширения динамического диапазона СБРЛ различных систем автоматики (типа АРУ) практически невозможно, поскольку они обладают известной инерционностью. При этом первичная обработка сигнала должна разрешать определенный компромисс между требованиями оптимальной фильтрации сигнала и временем срабатывания.

В-четвертых, пространственно-распределенный характер объекта локации и его размеры, соизмеримые с дальностью, являются порождением еще одной проблемы СБРЛ, связанной с погрешностью фиксации положения объекта, которая во многих приложениях оказывается соизмеримой с расстоянием. Поэтому во многих случаях при создании СБРЛ ставится специфическая задача формирования, так называемых, «мертвых зон» и «зон селекции цели» путем выбора вида и параметров модуляции излучения, а также соответствующей обработки

принятого сигнала. При этом особое значение имеют такие параметры СБРЛ, как вероятность ложного срабатывания и вероятность правильного обнаружения объекта при его появлении в зоне селекции.

Дополнительными требованиями к СБРЛ являются минимальные габариты, вес и стоимость. По этим показателям бесспорное преимущество имеют СБРЛ с автодинным построением приемо-передатчика [1-9,50-57]. В автодинных СБРЛ (АСБРЛ) функции передатчика и приёмника выполняет единственный каскад, работающий непосредственно на антенну. Этот каскад (автодин – АД), выполненный на основе автогенератора, вырабатывает зондирующие СВЧ колебания, которые излучаются антенной в сторону объекта локации. Отражённый от объекта сигнал принимается этой же антенной и поступает в колебательную систему (КС) генератора, порождая в нем сложный нелинейный процесс, который принято называть автодинным эффектом [58].

Этот эффект проявляется в изменениях практически всех параметров колебаний автогенератора и наблюдается во всех типах генераторов [58-61], как непрерывного излучения, так и с различными видами модуляции [62-65], и во всём диапазоне частот, от радиочастотных до оптических [1-9,58,61]. Изменениям подвергаются не только высокочастотные параметры колебаний (амплитуда, частота, фаза и выходная мощность), но и низкочастотные параметры, такие как постоянные токи и напряжения в схеме генератора [62]. Регистрация этих изменений в виде автодинных сигналов и их обработка обеспечивают возможность получения необходимой информации о кинематических [66-72], внешних и внутренних параметрах объектов локации [73-76], а также среды распространения электромагнитного излучения [77], характеристик вторичного излучения объектов [78] и параметров антенных систем [79,80].

В настоящее время АСБРЛ, также как и гомодинные системы, широко используются для самых разнообразных приложений. Примерами их применения являются решения различных задач военного назначения [81], на автомобильном [82,83] и железнодорожном транспорте [84-86] и в системах безопасности [87,88], в научных исследованиях [89], измерительной технике [76] и электронной промышленности для контроля параметров материалов [75,90-92]. Кроме того, они используются в бортовых измерителях параметров движения носителя относительно подстилающей поверхности [93,94], в датчиках вибраций [95] скорости вращения вала судовых дизельных двигателей [96], в аппаратуре для диагностики работы турбоагрегатов [97-100], а также в приборах для физиологических и медицинских исследований [101,102] и пр.

Кроме указанных выше общих условий функционирования СБРЛ, при разработке АСБРЛ необходимо учитывать ряд специфических свойств АД. Среди них – инерционность автодинного эффекта, ограничивающая быстродействие АД. На этот фактор обратил внимание в своей работе

[103] известный учёный по теории генераторов И.Л. Берштейн еще в 1946 году [104]. Из выводов его статьи следует, что при неправильном выборе параметров автоколебательной системы инерционные свойства генератора, характеризуемые эквивалентной постоянной времени автодинного отклика, могут вызвать ограничение диапазона доплеровских частот.

Другая особенность АД как радиолокатора связана с совмещением функций передатчика и приемника в одном каскаде – автогенераторе. При его анализе раздельное рассмотрение функций формирования и передачи зондирующего излучения, а также приема и преобразования отраженного излучения от объекта локации невозможно. Это совмещение создает проблему выбора оптимального режима колебаний, при котором обеспечиваются наилучшие характеристики АД, как радиолокатора, поскольку для каждой из указанных функций генератора оптимальные режимы могут значительно отличаться [54]. Сложность решения этой проблемы, которое лежит в плоскости методов теории нелинейных колебаний, зачастую является препятствием для успешного применения АД в решении многих задач ближней радиолокации.

Таким образом, автодинные системы ближней радиолокации благодаря малым габаритам, весу и стоимости имеют многочисленные приложения, и представляет значительный интерес для практики. Поэтому дальнейшее развитие теории и техники автодинных приемопередатчиков, направленных на поиск новых технических решений и режимов работы, улучшающих параметры и характеристики АД, являются актуальными.

1.3. Основные понятия и определения, обобщенная структурная схема автодинов

Термин «автодин» (от греч. autos – само и dynamis – сила, способность), согласно советской энциклопедии 1929 года [105], означает «радиоприёмник с положительной обратной связью, в котором одновременно происходят процессы генерирования на частоте, отличной от принимаемой, и детектирования, в результате чего выделяется разность генерируемой и принимаемой частот в виде биений. Автодин служит для приёма на слух телеграфных сигналов по методу биений и для приведения в действие автоматических устройств». Данное определение отводящее автодину роль только как приёмнику, в «котором гетеродин совмещён с регенеративным усилителем» практически сохранилось неизменным в радиотехнических энциклопедических изданиях и наших дней. Хотя более ёмкое содержание его, впервые введённое в употребление по рекомендации Н.Н. Миролубова в работах И.М. Когана ещё в 50-е годы прошлого столетия, предполагает «полное совмещение функций передачи и приёма в одном каскаде, который был назван автодином» [8]. Данное понятие за прошедшие десятилетия не только стало общепринятым в кругу научной общественности «постсоветского пространства», но и приобрело различные «окраску и оттенки». Эти различия привносились в процессе изучения

тех или иных явлений, процессов в автоколебательных системах, а также при их использовании в решении ряда прикладных задач. Рассмотрим некоторые аспекты этого понятия в свете последних достижений в теории и технике автодинов.

Любой автодинный генератор работает на основе автодинного эффекта, т.е. в нём происходят изменения амплитуды и частоты его автоколебаний под действием внешнего информационного сигнала. При этом за счёт свойств активного элемента (АЭ) генератора может происходить усиление внешнего воздействия, т.е. мощность автодинного отклика может превышать мощность вызвавшего его появления сигнала. Вторым необходимым условием работы автодина является детектирование автодинного отклика, выделение автодинного сигнала. Здесь возможны два способа: внешнее детектирование, когда часть генерируемого автодином излучения ответвляется на внешний детектор, регистрирующий изменение мощности, амплитуды или частоты автоколебаний, и автодетектирование, когда изменение автоколебаний в автодине приводит к изменению тока или напряжения (автосмещения) в цепи его питания, что и регистрируется в качестве сигнала.

В качестве внешнего информационного сигнала, вызывающего автодинный эффект, могут выступать самые разнообразные воздействия: собственное излучение, отражённое от объекта локации и попадающее обратно в резонатор генератора; излучение некоторого внешнего источника, попадающее в резонатор генератора-смесителя и имеющего частоту в пределах полосы его пропускания; любое воздействие, изменяющее добротность, собственную частоту резонатора генератора или ток его питания. Кроме того, при определении термина «автодин» необходимо учитывать, что реальные генераторы находятся также под воздействием как случайных (шумовых), так и детерминированных сил, источниками которых могут быть как внутренние процессы в автоколебательной системе, так и внешние, связанные, например, с процессом модуляции излучения генератора. Поэтому учитывая «открытость» автодинного генератора для различного рода воздействий представляется целесообразным рассматривать автодин с позиций синергетики, как открытую автоколебательную систему, использующую автодинный эффект [105]. Такое расширенное определение термина объединяет в себе всё разнообразие случаев применения автодинов. Первый из этих случаев, представляющий наибольший интерес в плане практических применений в системах ближней радиолокации, в настоящее время обычно и называют автодинным генератором или автодином [8]. Второй – часто называют автодинным смесителем или преобразователем (причём генератор-смеситель работает в режиме биений, за пределами полосы синхронизации) [51]. Третий случай имеет отношение, в общем, к автодинным измерительным генераторам [107], которые используются в качестве радиоспектрометров [108], измерителей качества воды [109], дефектоскопов [98-100],

ближнеполевого микроскопа [110] и пр.

Отметим также, что понятие автодинная система противопоставлено терминам гомодинная и гетеродинная системы. При гомодинном выделении информации о фазе излучения, отражённого от объекта исследования, осуществляется интерференция с опорной волной, ответвлённой от первичного излучения генератора; при гетеродинном – интерференция с опорной волной, создаваемой специальным генератором-гетеродином; при автодинном – такая интерференция происходит внутри резонатора автогенератора и определяет изменения в процессе его автоколебаний.

Структурная схема, иллюстрирующая данное выше определение автодина представлена на рисунок 1.1 [111].

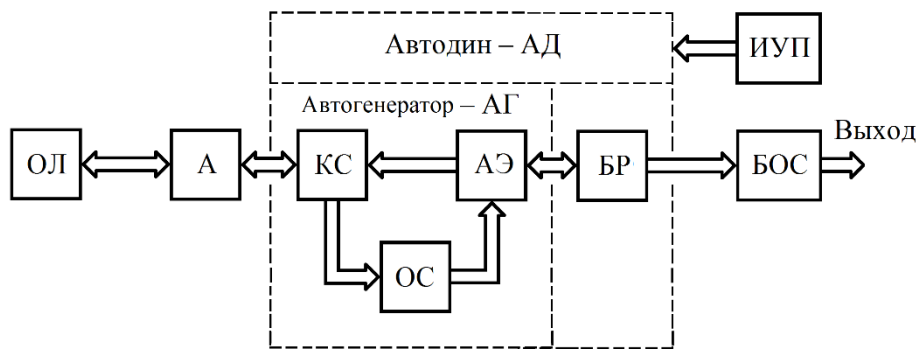


Рисунок 1.1. – Обобщённая структурная схема автодинной системы: АД – автодин; АГ – автогенератор; АЭ – активный элемент; КС – колебательная система; ОС – обратная связь; А – приемопередающая антенна; ОЛ – объект локации; БР – блок регистрации (выделения) автодинного сигнала; БОС – блок обработки сигналов; ИУП – источник управления параметрами колебаний генератора.

Собственно автодин (АД) на схеме рисунок 1.1 представляет собой совокупность автогенератора (АГ) и блока регистрации (выделения) автодинного сигнала (БР). Автогенератор, как обычно [112], состоит из трех основных элементов: АЭ, который обуславливает генерацию в КС, обратной связи (ОС), через которую осуществляется фазирование колебаний электромагнитного поля в КС и на АЭ, и КС, выполненной, например, в виде резонатора, в котором осуществляется селекция автоколебаний по частоте. Отметим, что у многих СВЧ генераторов ОС явно не выражена и осуществляется внутри АЭ, поэтому они имеют эквивалентное «отрицательное» сопротивление (проводимость). К таким АЭ относятся диоды Ганна, лавинно-пролетные, инжекционно-пролетные и туннельные диоды. Надо отметить, что к схеме с двухполюсным отрицательным сопротивлением (проводимостью) приводятся практически все известные схемы генераторов квазигармонических колебаний, поэтому они обладают достаточной общностью [113-116].

Высокочастотные входы-выходы АГ подключены к приемопередающей антенне А, через

которую происходит взаимодействие АГ и отраженного от объекта локации излучения. При этом низкочастотные выходы АД подключены к блоку обработки сигналов (БОС). Цепи питания автогенератора, задающие рабочий режим АЭ, и источник управления параметрами (ИУП) (модулятор) связаны с высокочастотными цепями генератора параметрически. Все связи между указанными элементами системы в общем случае являются многомерными. Поэтому структурная схема на рисунок 1.1 охватывает практически весь круг известных видов автогенераторов независимо от используемых типов и числа АЭ, структуры КС. Она позволяет учесть основные параметры и характеристики входящих в неё элементов и связи между ними, собственные шумы генератора, воздействие активных и пассивных помех, а также способы и виды модуляции излучения и регистрации автодинного отклика.

1.4. Модели представления и методы анализа автодинных устройств

Для теоретического исследования и описания автодинного эффекта в автогенераторах используются самые разнообразные математические модели и методы анализа, известные из теории автоколебательных систем [112-116]. При этом важнейшим моментом в исходной модели автодина является адекватность ее представления запаздывающего отражённого от объекта локации излучения.

Исторически первой применительно к анализу работы автодинных радиовзрывателей появилась модель в виде переменной внешней нагрузки (антенны) генератора [3-5,8]. При появлении в поле излучения антенны объекта локации ее полное сопротивление (проводимость) изменяется с частотой Доплера. Эти изменения передаются генератору, в котором изменения реактивной составляющей нагрузки вызывают соответствующие гармонические изменения частоты, а резистивной – амплитуды колебаний также с доплеровской частотой.

В более поздних работах функция воздействия описывается эквивалентным генератором отражённого радиосигнала, имеющим доплеровское смещение частоты [54,63-68,103]. В рамках описанных подходов частота и амплитуда колебаний генератора изменяются с частотой Доплера, а выходной сигнал, как результат детектирования этих изменений, оказывается гармоническим.

На рубеже 70-80-х годов прошлого столетия, когда началось широкое применение полупроводниковых приборов СВЧ и КВЧ диапазонов в СБРЛ нового поколения, было экспериментально обнаружено, что автодинные сигналы при определённых условиях имеют искажения (являются ангармоническими), причём характер этих искажений зависит также от направления движения отражающего объекта (см. рисунок 1.2) [72]. В свое время были предприняты попытки объяснения этого явления с различных позиций. Рассмотрим основные из них.

Прежде всего, авторы экспериментально полученных результатов [72] дали свое объяснение этому явлению [117,118]. Для этого они использовали модель нелинейного изменения проводимости нагрузки генератора $Y_{вх}$ (входной проводимости антенны) при изменении фазы коэффициента отражения. Однако такое объяснение справедливо только при условии сильного (по амплитуде) отражённого сигнала, когда модуль Γ коэффициента отражения соизмерим с единицей. Тогда как обсуждаемые искажения сигналов присутствуют и в случае слабого отражённого воздействия, когда $\Gamma \ll 1$ [58].

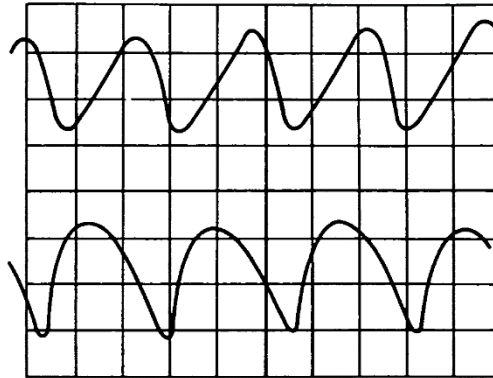


Рисунок 1.2. – Осциллограммы сигналов, полученные в цепи смещения генератора на диоде Ганна миллиметрового диапазона для приближающейся (верхний след) и удаляющейся (нижний след) цели [72].

Для уяснения этого нюанса рассмотрим более подробно модель с «переменной» нагрузкой. Кстати, она довольно широко используется для анализа работы автодинов СВЧ и КВЧ диапазонов [58,59,117-122]. Пусть A_0 и $\omega_0 = 2\pi f_0$ – соответственно амплитуда и частота электромагнитных колебаний, генерируемых в резонаторе АД при отсутствии отраженного излучения, а ΓA_0 – амплитуда отражённого излучения, попадающего обратно в резонатор и возмущающего процесс автоколебаний. При этом возникают автодинные изменения амплитуды $\Delta A = A - A_0$ и частоты $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, где A и ω – их текущие значения. Пользуясь широко применяемым для анализа СВЧ систем [123] методом эквивалентных схем, действие отражённой волны можно представить введением переменной, внешней по отношению к генератору, нагрузки с комплексной входной проводимостью:

$$Y_{вх} = Y_0(1 - \dot{\Gamma}) / (1 + \dot{\Gamma}), \quad (1.1)$$

где $\dot{\Gamma} = \Gamma \exp(-j\delta)$ – комплексный амплитудный коэффициент отражения, который учитывает изменение фазы и все потери отраженного излучения; δ – фазовый набег излучения при его распространении до объекта локации и обратно с учетом фазового сдвига при отражении; Y_0 – входная проводимость нагрузки генератора в отсутствие отраженной волны, когда $\Gamma = 0$. При

разложении (1.1) в гармонический ряд Фурье, как это сделано в [117,118], действительно появляются высшие составляющие проводимости, которые могут быть причиной искажения сигналов. Однако при малом отраженном сигнале, когда $\Gamma \ll 1$, из (1.1) получим:

$$Y_{\text{вх}} = Y_0(1 - 2\Gamma \cos\delta) + j2\Gamma Y_0 \sin\delta, \quad (1.2)$$

Из (1.2) видно, что изменения резистивной и реактивной проводимостей являются гармоническими функциями. При этом влияние отраженного излучения можно учесть введением добавочных к полной проводимости Y_0 резистивной $G_{\text{вх}} = 2\Gamma Y_0 \cos\delta$ и реактивной $B_{\text{вх}} = j2\Gamma Y_0 \sin\delta$ проводимостей. Эти добавки можно включить в общий контур резонатора эквивалентной схемы АД, причём $G_{\text{вх}}$ определит изменение его нагруженной и внешней добротностей \tilde{Q}_H , $\tilde{Q}_{\text{вн}}$:

$$1/\tilde{Q}_H = (1 - 2\Gamma \cos\delta)/Q_H, \quad 1/\tilde{Q}_{\text{вн}} = [1 - 2\Gamma \cos\delta]/Q_{\text{вн}}, \quad (1.3)$$

а реактивная проводимость $B_{\text{вх}}$ – собственной частоты $\tilde{\omega}_c$ КС:

$$\tilde{\omega}_c = \omega_c [1 - (\Gamma/Q_{\text{вн}}) \sin\delta], \quad (1.4)$$

где Q_H , $Q_{\text{вн}}$ и ω_c – нагруженная внешняя добротности КС и собственная частота резонатора при отсутствии отраженного излучения $\Gamma = 0$.

На первый взгляд на выражения (1.3) и (1.4) кажется, что автодинные изменения амплитуды и частоты в этом представлении при условии малого сигнала, когда $\Gamma \ll 1$, являются также гармоническими. Однако если определить фазу δ как произведение текущего значения частоты ω на время запаздывание τ отраженного излучения, как это сделано в [58-65, 122]: $\delta = \omega\tau$, то в результате получаем наличие ангармонических искажений автодинного отклика. При этом форма представленных в [58,59,72] экспериментальных сигналов качественно соответствует сигналам, рассчитанным на основе модели генератора, учитывающей выражения (1.3) и (1.4). Показано, что эти искажения обусловлены автодинными изменениями частоты $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ генерации, которые вызывают, в свою очередь, нелинейность набега фазы δ отраженного излучения.

Особенно сильно эффект искажений проявляется с укорочением длины волны излучения и в диапазонах СВЧ и КВЧ, где его необходимо учитывать. В работах [58,59,122] показано также, что степень искажений опосредованно, через величину автодинной девиации частоты, зависит от уровня отраженного излучения. Эти искажения, естественно, создают проблемы при обработке сигналов. Отметим, что у АД метрового и дециметрового диапазонов при прочих равных условиях изменения частоты значительно меньше, поэтому проблема искажения сигналов в работах [1-9] вообще не обсуждалась из-за ее отсутствия.

Таким образом, представления (1.1) – (1.4) достаточно универсальны и позволяют рассматривать автодинный генератор как автономный, но с изменяющимися (модулированными) отражённым излучением параметрами. При этом величины \tilde{Q}_n и $\tilde{\omega}_c$ являются функциями модуля Γ и фазы δ приведенного к «зажимам» генератора коэффициента отражения. Рассмотренная модель переменной нагрузки при корректном учете автодинных изменений частоты позволила дать объяснение ангармоническим искажениям сигнала.

Другая модель, которая также широко распространена в теории автодинов, как отмечалось выше, основана на представлении отражённого радиосигнала эквивалентным источником тока или ЭДС внешнего воздействия (см., например, [54-56,61,103,124]). При этом конечные выражения, описывающие автодинный отклик, как при представлении воздействия источником тока (или ЭДС), так и обсуждавшейся выше переменной нагрузкой получаются одинаковыми. В связи с этим обе модели полностью эквивалентны, что и показано в статье [62].

Поэтому общим и, пожалуй, важнейшим для анализа процессов в автодинных системах является вопрос: какие параметры отражённого излучения определяют формирующийся в автогенераторе автодинный отклик? При этом практически во всех указанных выше работах показано, что в линейном приближении, когда модуль $\Gamma \ll 1$, автодинный отклик пропорционален амплитуде отражённого излучения, что обусловлено амплитудно-фазовыми интерференционными соотношениями излучаемых и отражённых электромагнитных колебаний. Однако фазовый аспект этой проблемы в литературе решается двояко.

В ряде работ [51,54,103,125] предполагается, что автодинный отклик обусловлен доплеровским сдвигом частоты отражённого излучения (в [125,126] этот метод анализа даже внесён в название устройства – «доплеровские автодины»). В других работах, например, [8,50,61,66,68,78,99,102] в основу рассмотрения положено фазовое запаздывание отражённого излучения, и формирование автодинного отклика определяется фазой возвращённого в резонатор колебания. Очевидно, «частотный» подход более удобен и обоснован для анализа работы автодинных преобразователей частоты и автогенераторов с внешней синхронизацией [51,127], где расстройка частоты определяется параметрами системы и контролируется в эксперименте. Однако его применение для анализа АД радиолокационного приложения непродуктивно. Для анализа формирования автодинного отклика в случае движения отражателя с переменной скоростью и при учёте автодинных сдвигов частоты более корректным является «фазовый подход» [62], когда отражённый сигнал рассматривается [128] «как колебание на частоте зондирующего сигнала f_0 , но с переменной начальной фазой $\Phi(t)$ »:

$$u_{np}(t) = U_m^{(np)} \cos[2\pi f_0 t + \Phi(t)],$$

закон изменения фазы $\Phi(t)$ определяется законом изменения дальности до цели $R(t) = R_0 + v_r t$, а переменная составляющая на выходе детектора

$$u_{\text{нч}}(t) = U_m^{(\text{np})} \cos\Phi(t) = U_m^{(\text{np})} \cos(2\pi F_d t + \varphi_c) \gg. \quad (1.5)$$

Абсолютизация же понятия эффекта Доплера только как смещения частоты электромагнитного излучения, отраженного от движущегося объекта, приводит к недоразумениям, к двойному учету движения отражателя. Так, например, в [129, 130] модулированный по частоте запаздывающий сигнал представлен в форме:

$$e_3 = E_3 \sin[2\pi(f_0 + F_d)(t - \tau) + m \sin\{2\pi f_m(t - \tau)\}],$$

где одновременно введены и доплеровский сдвиг частоты F_d , и переменное время τ распространения сигнала до движущейся отражающей поверхности и обратно; m – индекс частотной модуляции. В дальнейшем расчёте в указанных работах нежелательные члены, порождаемые одновременной записью F_d и τ , были отброшены [129, с. 8] как «не представляющие практического интереса».

К сожалению, подобный двойной учёт при анализе АД, допущенный в [126], привёл к появлению «релятивистских поправок» к доплеровской частоте, не имеющих физического смысла. Более подробное обсуждение такого рода недоразумений дано в книге [131], из которой нельзя не выделить высказывание по этому поводу автора, профессора Л.М. Финка: «Ошибка настолько очевидна, что прямо-таки бросается в глаза. Она основана на смешении спектральной и временной точек зрения и вытекающем из этого смешения легкомысленным обращением с понятием частоты».

Представление о том, что АД находится под воздействием внешнего излучения с частотой, сдвинутой на частоту F_d , приводит к искусственному введению в его описание методов теории синхронизации. В этом плане выделяются работы [51,125], где для анализа «доплеровских автодинов» рассмотрены два случая: 1) малый сигнал, «амплитуда которого такова, что частота отражённого сигнала находится вне полосы синхронизации рассматриваемой автоколебательной системы, а индексы модуляции колебаний автодина достаточно малы» и тогда «автодин представляет собой линейный смеситель»; 2) сильный сигнал, когда частота отражённого излучения находится в «полосе синхронизации», тогда «поведение автодина качественно меняется» и при этом «изменение несущей частоты автодина не периодически и представляет собой непрерывный переходной процесс», а «скорость изменения частоты определяется при этом не разностью частот F_d , а постоянными времени системы» [125, с.52].

Искусственность такого выделения случаев сильного и слабого сигналов очевидна. Допустим, что на автодин воздействует отражённый от движущегося объекта сигнал достаточно

малой ($\Gamma \ll 1$) постоянной амплитуды, вызывающий лишь незначительные возмущения автоколебаний. При этом скорость объекта такова, что F_d больше полуширины полосы синхронизации $\Delta F_c \approx \Gamma \omega_0 / 2\pi Q_{\text{вн}}$, т.е. по указанной выше терминологии – это «малый сигнал», и в автодине будет регистрироваться отклик на частоте F_d . Если объект замедляется, то в какой-то момент доплеровская частота «попадает в полосу синхронизации» $F_d < \Delta F_c$. Тогда сигнал становится «сильным», автодинный отклик на частоте F_d должен пропасть и в АД «начнётся непрерывный переходной процесс». Но этот факт ни в одном эксперименте не отмечался [58,59,72,119-122], наоборот, АСБРЛ успешно работают в широком диапазоне доплеровских частот, в том числе и при предельном переходе к случаю с нулевой доплеровской частотой [132]. На рисунке 1.3 представлена осциллограмма сигнала, так называемой, автодинной «радиоблокировки» при пролёте цели перпендикулярно лепестку диаграммы направленности антенны СБРЛ [133].

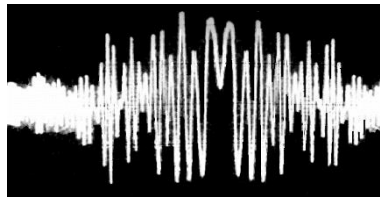


Рисунок 1.3 – Запись выходного сигнала автодинной радиоблокировки.

Неприменимость понятий теории синхронизации в таком виде, как принято в указанных работах, к описанию процессов в АД показана в работе [134]. В этой статье установлено, что в одноконтурной колебательной системе в случае движущегося отражающего объекта независимо от величины отраженного сигнала в автодине не происходит автосинхронизации колебаний. Автодинные отклики сохраняют периодичность даже в случае их скачкообразного изменения, что позволяет использовать АД и при сильных отражённых сигналах. Это подтверждается также результатами расчётов в [135]: «Из результатов моделирования следует, что даже при больших уровнях отраженного сигнала ($\Gamma = 0,9$) синхронизация в системе не наблюдается».

Причина появления «частотного» подхода, по-видимому, состоит в некоторой «традиции», поскольку «в настоящее время стало общепринятым аппроксимировать эффект Доплера как смещение частоты» [136, с. 76]. Такое представление практически не сказывается на результатах анализа гомодинных систем с непрерывным излучением без модуляции [137]. Необходимо только из исходных условий задачи находить начальную фазу доплеровского сигнала и направление движения. Однако в системах с модуляцией, где необходимо выделение информации о величине запаздывания τ (дальность, высота) «частотное» представление отражённого радиосигнала, как нами обсуждалось выше, оказывается недостаточно корректным.

Поэтому, как показано в [136, с. 76], «истинный доплеровский эффект правильнее всего характеризовать умножением независимой переменной – времени, на некоторый масштабный множитель. Таким образом, если перед передачей сигнал имел вид $\Psi(t)$, то после отражения от движущейся цели он будет иметь вид $\Psi(\alpha t)$ », т.е. использовать не «частотный» подход, а «временной» определяя фазу колебаний.

Таким образом, доплеровская частота есть не сдвиг частоты излучаемого колебания, как его иногда трактуют, а является проявлением изменения разности фаз излучаемого и принимаемого колебаний, однозначно связанной с дальностью до отражающего объекта $R(t)$, то есть сама по себе F_d существовать не может, а является следствием изменения дальности до объекта. Отметим, что наличие однозначной связи фазы $\Phi(t)$ и дальности $R(t)$ в соответствие с (1.5) положено в основу некоторых принципов радиолокации, например, многочастотной радиолокации с фазовым измерением дальности [68,128,130,137], которая в случае движущейся цели осуществляется на доплеровской частоте.

Еще раз резюмируем наши рассуждения о выборе модели АД, обращаясь для цитирования к Когану И.М., классику автодинной тематики и одному из основоположников данного научного направления. Для описания автодинных систем с совмещённым приёмо-передающим трактом наиболее адекватным оказывается «фазовый» подход, так как «работа автодина основана на фазовых соотношениях между излучёнными и принимаемыми колебаниями» [8,с.46]. При этом априорно закладывается возможность любых фазовых изменений в рассматриваемой модели взаимодействия с отражённым излучением, в том числе и определяющих ангармонические автодинные сигналы, наблюдаемые экспериментально.

В частном случае равномерно движущегося отражателя, при игнорировании вызываемых отраженным излучением сдвигов частоты автоколебаний, «фазовый» метод определяет автодинный сигнал на доплеровской частоте, то есть является более корректным. Такой подход хорошо сочетается с известными аналитическими методами классической теории нелинейных колебаний (малого параметра, усреднения, медленно меняющихся амплитуд и др.), а также численным подходом, основанным на использовании метода переменных состояния и численном интегрировании нелинейных дифференциальных уравнений.

Высказанное же в работе [126] предположение о том, что «фазовый» подход применим только для анализа «очень медленного движения отражателя», и что «этот режим принципиально отличен от режима биений – обычного режима доплеровских автодинов», представляется ошибочным. Во-первых, ограничения, накладываемые на скорость движения отражателя и на скорость изменения фазы отражённой волны, в этом методе связаны только с нарушениями применимости метода усреднения уравнений автоколебаний, то есть $\left| \frac{d\Psi(t)}{dt} - \omega_0 \right|_{\text{макс}} \ll \omega_0$, где

$\Psi(t)$ – фаза; ω_0 – частота автономных колебаний, а это эквивалентно, если пренебречь автодинными изменениями частоты автоколебаний, условию, применяемому для анализа «доплеровских» автодинов: $\Omega_d \ll \omega_0$, где $\Omega_d = 2\pi F_d$ – доплеровская частота (иначе сдвиг частоты окажется больше несущей!). Во-вторых, в методе описания автодинной системы с изменяющимся фазовым набегом отражённой волны анализируется, если выразаться терминами работы [126], именно «режим биений», так как этот режим принципиально отличен от «режима синхронизации», при котором разность фаз внешнего «синхронизирующего» воздействия и автоколебаний становится неизменной. В-третьих, даже при квазистатическом описании автодинного отклика [111] далеко не ограничивающего применимость «фазового» подхода, например, в 3-см диапазоне длин волн при $Q_n = 50$ и прочности предельного цикла $\alpha_{11} = 0,01$ (!) до частот порядка $F_{гр} = 1$ МГц, что соответствует скорости движения отражателя 15км/с (!). Отметим, что термины «биения» и «синхронизация», применяемые для анализа работы автодинных смесителей и синхронизированных генераторов, вообще представляются неуместными для описания автодинных генераторов, находящихся под воздействием собственного отражённого излучения.

Обоснование фазового подхода с общих позиций теории систем с запаздыванием [138,139] было выполнено в работах [60,140-142]. В этих работах показано, что входящие в уравнения для автодинного отклика модуль Γ и фаза δ коэффициента отражения в общем случае зависят от текущего времени t и являются неявными функциями времени запаздывания τ отраженного излучения: $\Gamma \equiv \Gamma(t, \tau)$, $\delta \equiv \delta(t, \tau)$. Для выявления этих функций согласно теории систем с запаздыванием [138,139] и нахождения решения системы дифференциальных уравнений с запаздывающим аргументом известно два метода.

Первый метод предлагает пошаговое интегрирование дифференциальных уравнений по мере воздействия на систему парциальных отражений. Он позволяет рассчитать процесс установления автодинного отклика от момента «включения» до полного установления. Этим методом в квазистатическом приближении, т.е. без учета внутренней инерционности генератора, выполнен анализ радиоимпульсных АД [64,143-145]. Однако во многих случаях практического использования радиоимпульсных АД учет инерционных свойств генератора необходим, поэтому дальнейшее развитие этого направления исследований является востребованным.

Второй метод позволяет анализировать поведение установившихся значений отклика системы с запаздыванием. Применительно к АД непрерывного излучения согласно этому методу в [140-142] выполнено разложение функций амплитуды $A(t, \tau)$ и фазы $\Psi(t, \tau)$ коэффициента отражения в ряды Тейлора по малому параметру τ по сравнению с текущим временем t :

$$\Gamma(t, \tau) = \Gamma \left[1 - \frac{\tau}{1!} \frac{da(t)}{dt} + \frac{\tau^2}{2!} \frac{d^2a(t)}{dt^2} - \frac{\tau^3}{3!} \frac{d^3a(t)}{dt^3} + \dots \right], \quad (1.6)$$

$$\Psi(t, \tau) = \Psi(t) - \frac{\tau \omega(t)}{1!} + \frac{\tau^2}{2!} \frac{d\omega(t)}{dt} - \frac{\tau^3}{3!} \frac{d^2\omega(t)}{dt^2} + \dots, \quad (1.7)$$

где $\omega(t) = d\Psi(t)/dt$ – текущая частота генерации АД; $a = \Delta A / A_0$ – относительные изменения амплитуды колебаний. Данные разложения справедливы при условии формирования «гладких» автодинных изменений параметров колебаний.

До настоящего времени при таком подходе полученные уравнения имели решение только для первого приближения функции запаздывающего воздействия: $\Gamma(t, \tau) = \Gamma$ и $\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau) = \tau \omega(t)$. Это приближение, позволившее выяснить природу искажения автодинных сигналов, приемлемо при выполнении условия: $T_a \gg \tau$, где T_a – период автодинного сигнала [143]. Однако при больших расстояниях до объекта, высоких скоростях движения отражающего объекта и с укорочением длины волны λ излучения данное неравенство может нарушаться. Например, в 3-мм диапазоне длин волн при радиальной скорости движения объекта $v_p = 2000$ м/с частота автодинного сигнала в соответствии с формулой Доплера $F_a = 2v_p / \lambda$ равна $F_a = 1,33 \cdot 10^6$ Гц, т.е. период $T_a = 0,75 \cdot 10^{-6}$ с. При расстоянии до объекта $l = 120$ м время запаздывания $\tau = 2l / c$ составляет $0,8 \cdot 10^{-6}$ с, где c – скорость распространения излучения. Отсюда следует, что полученные в работах [58,62,63,95,122,124,134] результаты исследований не учитывают динамику изменений во времени амплитуды $a(t)$ и частоты $\omega(t)$ колебаний генератора в процессе движения объекта локации. Последующие приближения, как видно из (1.6) и (1.7), связаны с необходимостью учета производных от функций $a(t)$ и $\omega(t)$ более высокого порядка. Однако до настоящего времени особенности формирования автодинного отклика СБРЛ с учетом динамики изменения положения объекта локации в известной нам литературе не рассматривались.

1.5. Основные параметры и характеристики автодинов

Все параметры и характеристики, которые раскрывают различные аспекты работы автодинных систем, можно разделить на три группы: 1) связанные с процессом автоколебаний и определяющие формирование автодинного отклика, 2) показывающие эффективность применения автодинной системы, 3) специфические характеристики, связанные с конкретной решаемой задачей в данной группе применений.

Формирование автодинного отклика генератора при возмущении процесса его автоколебаний собственным отражённым от цели излучением и внутренними шумами генератора характеризуется параметрами первой группы, которые входят в нелинейные дифференциальные уравнения, описывающие этот процесс [62]. К ним относятся: импедансная характеристика АЭ $\dot{Y}_3 = G_3 + jB_3$ (здесь G_3 , B_3 – вещественная и мнимая составляющие «электронной» проводимости АЭ, зависящие от амплитуды A и частоты ω колебаний); проводимость колебательной системы (КС) $\dot{Y}_{\text{кc}} = G_{\text{кc}} + jB_{\text{кc}}$ и её собственная Q_0 , нагруженная $Q_{\text{н}}$ и внешняя $Q_{\text{вн}}$ добротности генератора.

Электромагнитное излучение АД распространяется до отражающего объекта и обратно в течение времени «запаздывания» $\tau = 2l/c$, где l – расстояние до объекта, c – скорость распространения радиоизлучения. При этом затухание и суммарный фазовый набег фазы отражённого излучения характеризуются комплексным коэффициентом отражения $\dot{\Gamma} = \Gamma \exp(-j\delta)$, приведённым к «зажимам» автодинной системы, где $\Gamma = A_{\text{пр}}/A_{\text{изл}} = \sqrt{P_{\text{пр}}/P_{\text{изл}}}$ – его модуль и $\delta = \omega\tau$ – фаза; $A_{\text{пр}}$, $A_{\text{изл}}$ и $P_{\text{пр}}$, $P_{\text{изл}}$ – амплитуды и мощность принятого и излучённого радиосигналов соответственно.

Как и любой автогенератор, АД обладает определенной инерционностью процессов автоколебаний, которая характеризуется постоянной времени τ_a автодинного отклика [58]:

$$\tau_a \approx Q_{\text{н}} / \alpha_{11} \omega_0, \quad (1.8)$$

где $\alpha_{11} = (A_0/2G_{\text{кc}})(\partial G_3/\partial A)_0$ – крутизна резистивной проводимости АЭ генератора, обуславливающая степень регенерации вариаций амплитуды колебаний и прочность его предельного цикла (или просто, «прочность предельного цикла генератора»). При этом отметим, что прочность предельного цикла α_{11} зависит от выбора режима работы генератора, степени связи с нагрузкой. Кроме того, она характеризует устойчивость режима работы и усилительные свойства АД.

К общим параметрам и характеристикам АД, которые можно отнести ко второй группе, определяющим эффективность их работы в различных применениях, являются: коэффициент

автодинного усиления K_a , коэффициент автодинной девиации частоты L_a , граничное значение частоты автодинного сигнала $F_{гр}^a$, параметр внешней обратной связи C_{oc} , энергетический потенциал Π_a (далее, просто потенциал), динамический диапазон D_a автодина и S_a – радиочастотная чувствительность. Рассмотрим далее перечисленные параметры и характеристики более подробно.

1. Коэффициент автодинного усиления K_a , показывает, во сколько раз величина относительных автодинных изменений $\Delta A_m = a_m A_{изл}$ амплитуды автоколебаний больше относительной амплитуды принятого и возвращенного в резонатор излучения $A_{пр} = \Gamma A_{изл}$, вызвавшего автодинный отклик [58,62]:

$$K_a = (\Delta A_m / A_{изл}) / (A_{пр} / A_{изл}) = a_m A_{изл} / \Gamma A_{изл} = a_m / \Gamma \approx \eta / \alpha_{11}, \quad (1.9)$$

где a_m – относительная амплитуда автодинных изменений амплитуды колебаний генератора, $\eta = Q_n / Q_{вн}$ – КПД колебательной системы.

2. Коэффициент автодетектирования K_0 , показывает, соотношение между относительной амплитудой автодинного сигнала, полученного в цепи смещения АЭ, и амплитудой относительных автодинных изменений $\Delta A_m = a_m A_{изл}$ амплитуды автоколебаний, вызванных воздействием на генератор отражённого излучения $A_{пр} = \Gamma A_{изл}$ [62]:

$$K_0 = (U_m^a / A_{изл}) / (A_{пр} / A_{изл}). \quad (1.10)$$

3. Коэффициент автодинной девиации частоты L_a показывает степень влияния на величину относительной девиации $\Delta \omega_m / \omega_0$ частоты АД относительной амплитуды принятого и возвращенного в резонатор излучения $A_{пр} = \Gamma A_{изл}$, вызвавшего автодинный отклик [58,62]:

$$L_a = (\Delta \omega_m / \omega_0) / (A_{пр} / A_{изл}) = \Delta \omega_m / \Gamma \omega_0 \approx \eta / Q_n. \quad (1.11)$$

3. Граничное значение частоты автодинного сигнала $F_{гр}^a$ определяется инерционностью изменений амплитуды колебаний генератора, т.е. она ограничена значением постоянной времени τ_a автодинного отклика [58,62,103]:

$$F_{гр}^a = 1 / 2\pi\tau_a = \alpha_{11}\omega_0 / 2\pi Q_n = \eta\omega_0 / 2\pi Q_n K_a. \quad (1.12)$$

При равенстве частоты автодинного сигнала F_a граничному значению $F_a = F_{гр}^a$ его уровень относительно максимального значения спадает на 3дБ.

4. Параметр внешней обратной связи C_{oc} АД характеризует степень искажения автодинных сигналов, вызванных автодинными изменениями частоты генерации при воздействии

возвращенного в резонатор излучения. Физический смысл его – индекс модуляции фазы автодинного отклика. Определяется как произведение величин автодинной девиации частоты $\Delta\omega_m$ и времени τ запаздывания отражённого от объекта локации излучения [61-65,122,134,140-146]:

$$C_{oc} = \Delta\omega_m \tau = 2\pi N \Gamma L_a \approx 2\pi \eta N \Gamma / Q_n. \quad (1.13)$$

где N – расстояние до отражающего объекта, выраженное в числе полудлин волн излучения¹.

В диапазонах метровых и дециметровых длин волн излучения число полудлин волн N обычно мало, поэтому в этом случае выполняется условие $C_{oc} \ll 1$ и влиянием автодинных изменений частоты на форму сигналов можно пренебречь. В диапазонах сантиметровых и особенно миллиметровых длин волн число N имеет значительно большее значение. В этих диапазонах величина C_{oc} может быть соизмеримой с единицей или даже значительно превышать её. В случае соизмеримых с единицей значений, но при условии $C_{oc} < 1$, как показано в большом числе литературы [62-65,111,122,140-145], автодинные сигналы подвержены значительным искажениям, которые необходимо учитывать при их обработке. В случае нарушения приведенных выше неравенств, когда величина C_{oc} становится больше единицы, в автодинной системе «генератор – объект локации» нарушается условие устойчивости [58] и сигналы АД формируются с перескоками и нарушениями их периодичности.

5. Потенциал АД Π_a определяет дальность действия РЛС и соотношение сигнал/шум, находится как отношение выходной мощности генератора к мощности минимального обнаруживаемого сигнала, полученного от объекта локации при заданном отношении сигнал/шум на выходе автодина.

Экспериментально потенциал АД в лабораторных условиях находится с помощью переменного измерительного аттенюатора, установленного между АД и имитатором доплеровского сигнала, и обычно выражается в децибелах:

$$\Pi_a^{\text{lim}} (\text{dB}) = 20 \lg [A_{\text{изл}} / (\Gamma_{\text{min}} A_{\text{изл}})] = 20 \lg (1/\Gamma_{\text{min}}) = -2D_{\text{min}} (\text{dB}), \quad (1.14)$$

где Γ_{min} , D_{min} – минимальные значения модуля коэффициента отражения и показателя аттенюатора соответственно, при котором сигнал АД становится равным уровню шума.

6. Динамический диапазон D_a АД сверху ограничен наибольшим относительным уровнем отражённого от цели сигнала $a_{\text{пр}}^{\text{max}} = A_{\text{пр}}^{\text{max}} / A_{\text{изл}} = \Gamma_{\text{max}}$, при котором обеспечивается нормальное

¹ Сначала параметр внешней обратной связи не имел название [122], затем был назван «параметр группировки» [146], позже – «параметром искажений» [62-65,134,141,142].

функционирование устройства по выбранному критерию, например, заданному уровню коэффициента гармоник. Здесь Γ_{\max} – имеет смысл предельного значения коэффициента отражения Γ , при котором достигается граничное значение по выбранному критерию. Снизу динамический диапазон зависит от относительного уровня собственных шумов автодина, который легко определяется из известного значения потенциала $\sigma_{\text{а.ш}} = (1/\Pi_{\text{а}}^{\text{lim}})^{1/2}$. Беря отношение указанных значений, получим:

$$D_{\text{а}} = a_{\text{нр}}^{\text{max}} / \sigma_{\text{а.ш}} = \Gamma_{\text{max}} \sqrt{\Pi_{\text{а}}^{\text{lim}}}, \quad (1.15)$$

7. Радиочастотная чувствительность $S_{\text{а}}$ АД определяется как отношение амплитуды полезного сигнала $U_m^{\text{а}}$ на его выходе к амплитуде относительного изменения резистивного сопротивления $\Delta R_m / R_0$ (или проводимости $\Delta G_m / G_0$) излучения антенны, эквивалентного действию отраженного сигнала [5,8]. В рамках предложенных выше обозначений запишем:

$$S_{\text{а}} = U_m^{\text{а}} / (\Delta R_m / R_0) = U_m^{\text{а}} / (\Delta G_m / G_0) = U_m^{\text{а}} / (2\Gamma), \quad (1.16)$$

то есть, при одинаковых условиях уровня отраженного излучения, радиочастотная чувствительность однозначно связана с амплитудой автодинного сигнала $U_m^{\text{а}}$ и измеряется в вольтах. В выражении (1.16) ΔR_m , ΔG_m – амплитудные значения изменений, а R_0 и G_0 – средние значения нагрузочного сопротивления или проводимости. Формула (1.16) действительна в случае регистрации сигнала как по изменению амплитуды колебаний $U_m^{\text{а}} = \Delta A_m = a_m A_{\text{изл}}$ с применением дополнительного детектора, так и в цепи смещения АЭ, например, в цепи управляющей сетки, катода или анода электронной лампы. В последнем случае данный параметр учитывает также явление автодетектирования.

Отметим, что безразмерные коэффициенты автодинного усиления (1.9) и автодетектирования (1.10) характеризуют эффективность применения АД по сравнению с соответствующей гомодинной или гетеродинной системой. При условии $K_{\text{а}} > 1$ и $K_0 > 1$ в АД происходит усиление принимаемого отраженного сигнала за счет свойств АЭ генератора.

Из анализа (1.12) следует, что необходимо учитывать возможное ограничение частотного диапазона автодинных сигналов со стороны инерционности колебаний генератора.

Радиочастотная чувствительность $S_{\text{а}}$ АД, введённая в описание работы и аттестацию этих устройств на заре развития автодинной тематики специалистами США [2-6], по нашему мнению, не является необходимой характеристикой АД. Этот параметр $S_{\text{а}}$ был принят из соображений простоты контроля и его доступности. Как следует из (1.16), величина $S_{\text{а}}$ прямо пропорциональна амплитуде автодинного сигнала $U_m^{\text{а}}$, т.е. величине коэффициента автодинного

усиления K_a и полуамплитуде ($A_{изл} / 2$) колебаний генератора:

$$S_a = U_m^a / 2\Gamma = U_m^a K_a / 2a_m. \quad (1.17)$$

Добиться увеличения чувствительности S_a , также как и коэффициента автодинного усиления K_a , несложно, например, соответствующей реализацией низкочастотной цепи регистрации сигналов [147]. Иными словами, оптимизация автодинного генератора по величине чувствительности S_a эквивалентна условиям получения максимального автодинного отклика, т.е. коэффициента автодинного усиления K_a , который определяется соответствующим выбором режима колебаний и коэффициента трансформации нагрузки, но при этом не учитываются шумовые процессы в генераторе.

В противовес понятию чувствительности S_a потенциал автодинной СБРЛ Π_a , определяющий дальность ее действия и иные его характеристики, связан с шумовыми параметрами используемого генератора и, по нашему мнению, является основным параметром при сравнении технических показателей различных АД радиолокационного применения.

Понятно, что характеристики третьей группы не могут быть проанализированы в рамках общего подхода к АД различных типов. Например, для радиовзрывателей таковыми являются помехозащищённость, зоны селекции и поражения цели, надёжность и т.п. Разумеется, они определяются конкретными конструкторскими и технологическими решениями, заложенными в СБРЛ исходя из условий решаемой задачи, и требуют отдельного рассмотрения.

Необходимо отметить, что рассмотренные здесь параметры не учитывают выявленные в [148] особенности формирования автодинных характеристик генераторов КВЧ диапазона, полученных по изменению частоты, амплитуды и в цепи смещения АЭ – наличие фазовых смещений и отличия формы «волн». Кроме того, такие важные для СБРЛ параметры, как динамический диапазон D_a АД и их потенциал в известной нам литературе не рассмотрен с учетом явления ангармонических искажений сигналов. Востребованными являются также исследования автодинных, шумовых и динамических параметров и характеристик АД с учетом внутренних параметров генераторов КВЧ диапазона. Интерес представляет также применение для анализа АД, как инструмент исследования, амплитудно-частотных характеристик.

1.6. Обзор основных принципов построения автодинных приемо-передающих модулей

Функциональная схема простейшей АСБРЛ представлена на рисунке 1.4,а. Основным элементом системы является автогенератор АГ, который конструктивно ничем не отличается от обычного СВЧ генератора, выполненного на диодах Ганна (ДГ) или лавинно-пролётных (ЛПД) и инжекционно-пролётных (ИПД) диодах [149]. Для настройки в режим наибольшей чувствительности в конструкции АГ желательно иметь регулировку связи с нагрузкой (с антенной Ант) в виде, например, винта V_1 [150]. Выделение автодинного сигнала обычно производится в цепи питания генераторного диода D_1 с помощью блока регистрации БР [147].

Отражённое от движущегося объекта излучение поступает через антенну Ант в СВЧ генератор АГ, где взаимодействуя с полем резонатора, вызывает автодинный эффект, который проявляется в виде изменений амплитуды ΔA и частоты $\Delta \omega$ колебаний, а также среднего значения тока ΔI (для диодов Ганна) или напряжения ΔU (для ЛПД, ИПД) генераторного диода D_1 .

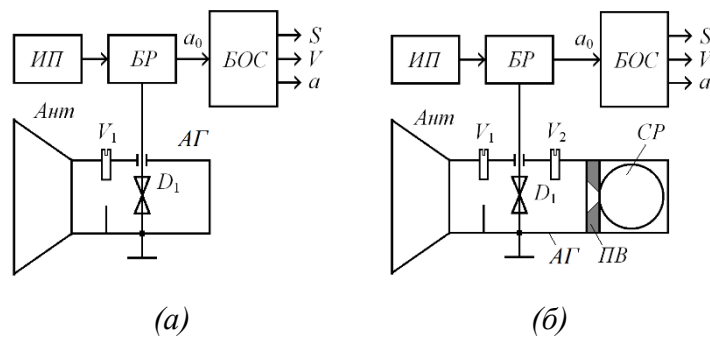


Рисунок 1.4 – Функциональные схемы АСБРЛ параметров движения на основе обычного (а) и стабилизированного по частоте (б) СВЧ генератора: АГ – автогенератор; Ант – антенна; БОС – блок обработки сигналов; БР – блок регистрации (выделения) автодинного сигнала; ИП – источник питания; ПВ – поглощающая вставка; СР – стабилизирующий резонатор.

В случае движущегося объекта частота автодинного отклика равна частоте Доплера, как и в обычных доплеровских системах с гомодинным построением приёмо-передатчика [137]. В результате обработки сигналов АД легко определяется пройденный путь S , скорость V и ускорение a отражающего объекта, а также решаются задачи обнаружения отражающих объектов в системах безопасности. В отличие от гомодинных устройств с диодными смесителями, АД являются активными приёмо-передающими устройствами, которые могут обеспечивать некоторое усиление сигнала. Реальные значения коэффициентов автодинного усиления K_a и автодетектирования K_0 могут иметь значения от единиц до сотен раз в зависимости от типа АЭ и режима колебаний АГ.

Одной из отличительных особенностей АСБРЛ является наличие ангармонических

искажений сигналов [16]. Практическое применение этому явлению было найдено в устройстве для определения направления перемещения отражающих объектов [72]. Однако данный метод, основанный на анализе крутизны скатов автодинного сигнала, принципиально неработоспособен в случае «слабого» отражённого сигнала [62], когда искажения отсутствуют.

Очевидно, что для реализации АСБРЛ, в принципе, может использоваться любой генератор. В качестве примера на рисунке 1.5 представлены фотографии гибридно-интегральных автодинных модулей КВЧ диапазона серии «Тигель», выполненных на основе планарных диодов Ганна [57,151,152,153]. Модули разработаны и поставлены на производство в АО «НИИПП» (г. Томск).

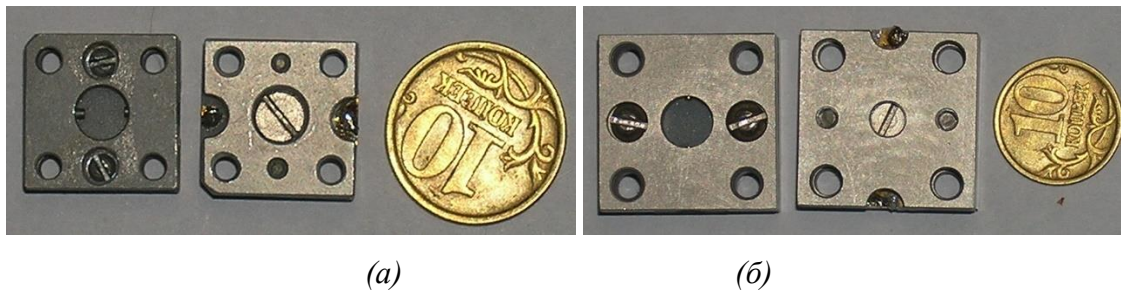


Рисунок 1.5 – Внешний вид автодинных модулей «Тигель-05» (а), «Тигель-08» (б)

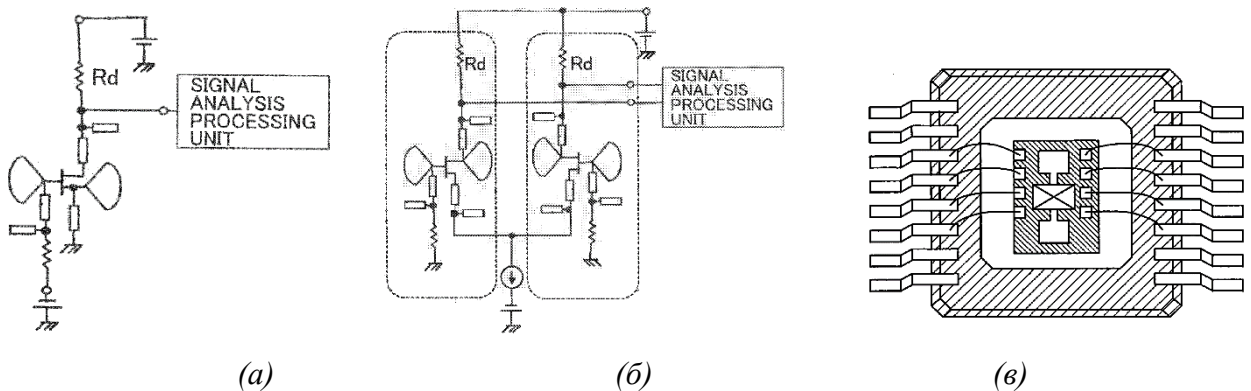


Рисунок 1.6 – Схема одиночного (а) и двойного (б) АД, а также вид внутренней топологии микросхемы автодинного приемо-передатчика (в)

Зарубежными фирмами предлагается широкий ассортимент автодинных приемо-передающих модулей, гибридных и монокристаллических микросхем для СБРЛ различного назначения. На рисунке 1.6 представлены варианты схем «одиночного» (а) и «двойного» (б) АД, выполненных на полевых транзисторах [154], а на рисунке 1.6в – внутренний вид одной из микросхем автодинного приемо-передатчика [155]. Микросхемы предназначены для создания различных СБРЛ и систем связи, могут использоваться также как приемо-передающие устройства в составе матричных ФАР [156,157].

Как было показано в [62], для уменьшения искажений автодинных сигналов необходимо

стабилизировать частоту генерации, например, с помощью дополнительного высокочастотного резонатора [146]. Суть конструкции такого модуля показана на рисунке 1.4,б. В ней рабочий резонатор с помещённым в него генераторным диодом D1 связан с высокочастотным стабилизирующим резонатором CP посредством линии, которая имеет длину, кратную половине длины волны в волноводе. Электрическая длина этой линии регулируется винтом V1, а величина связи генератора с нагрузкой (антенной Ант) – винтом V1. Поглощающая вставка ПВ предназначена для обеспечения резистивной связи между резонаторами. Такая связь, как показано в [158,159], по сравнению с реактивным типом связи обеспечивает однозначность регулировочной характеристики генератора и отсутствие перескоков частоты в широком диапазоне внешних воздействий.

Необходимо отметить, что стабилизированные по частоте дополнительным резонатором генераторы используются в АСБРЛ достаточно давно, однако результаты фундаментальных исследований их до настоящего времени не проводились.

Отсутствие искажений сигналов при использовании стабилизации частоты генерации АД исключает возможность определения вектора \vec{V} относительной скорости объекта известным методом [72]. Однако данная задача имеет решение при комбинированном использовании сигналов АД. Для этого достаточно иметь два любых сигнала по изменению амплитуды, частоты или смещения в цепи питания генератора, имеющих сдвиг по фазе на некоторый угол $\Delta\psi$. Фиксация лишь знака разности фаз $\Delta\psi$ этих сигналов с помощью фазового компаратора позволяет независимо от изменений амплитуды и флуктуаций отраженного излучения определять направление движения. Наилучшие условия надёжного определения знака скорости обеспечиваются при фазовом смещении сигналов $\Delta\psi \approx \pi / 2$.

На рисунке 1.7,а, представлена функциональная схема АСБРЛ, в которой одним из сигналов является отклик АГ a_0 по изменению смещения АЭ, выделяемый в цепи питания генераторного диода D1 посредством схемы блока регистрации БР. А другим – отклик a_1 по изменению амплитуды колебаний АГ, получаемый при помощи диода D2 [160,161]. Данные сигналы, имеют относительное фазовое смещение $\Delta\psi = \psi_1 - \psi_0$. Поэтому при смене направления движения отражающего объекта изменяется порядок следования однотипных переходов сигналов через нулевой уровень. Для реализации этого метода секция с генераторным диодом D1 связана через диафрагму с секцией, содержащей детекторный диод D2. При помощи винта V2 производится регулировка величины поступающей на детекторный диод мощности, а винтом V1 – устанавливается величина связи генератора с нагрузкой.

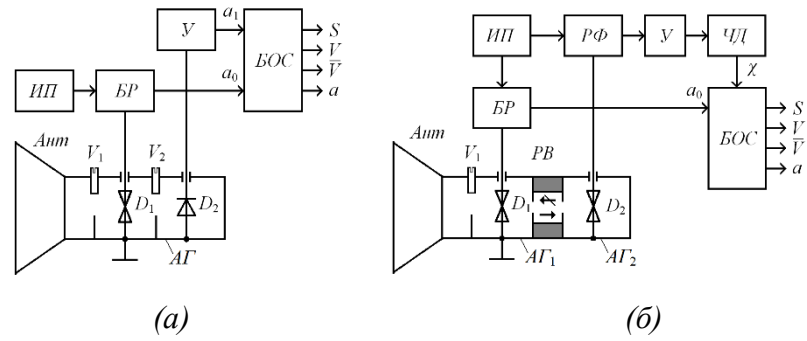


Рисунок 1.7 – Функциональные схемы АСБРЛ параметров движения с регистрацией изменений автосмещения a_0 АЭ и детектированием амплитуды a_1 колебаний (а), с регистрацией изменений автосмещения a_0 АЭ и частоты χ колебаний (б) СВЧ генератора: АГ, АГ1, АГ2 – автогенераторы; Ант – антенна; БОС – блок обработки сигналов; БР – блок регистрации (выделения) автодинного сигнала; ИП – источник питания; РВ – развязывающий вентиль; РФ – развязывающий фильтр; У – усилитель; ЧД – частотный детектор.

Другое решение, представленное на рисунке 1.7,б, состоит в использовании сигналов, полученных из автодинного отклика по изменению величины смещения a_0 АЭ и частоты χ генерации АД [162]. Первый сигнал снимается по традиции с выхода блока регистрации БР, а второй – в результате частотного детектирования автодинных изменений частоты генерации при условии асинхронного взаимодействия парциальных генераторов.

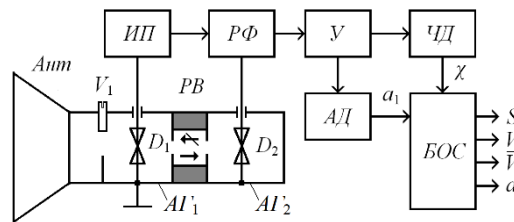


Рисунок 1.8 – Функциональная схема АСБРЛ параметров движения с регистрацией изменений амплитуды a_1 и частоты χ колебаний СВЧ генератора: АГ1, АГ2 – автогенераторы; Ант – антенна; АД – амплитудный детектор; БОС – блок обработки сигналов; ИП – источник питания; РВ – развязывающий вентиль; РФ – развязывающий фильтр; У – усилитель; ЧД – частотный детектор.

Третий вариант функциональной схемы АСБРЛ, использующей в качестве сигналов автодинные изменения амплитуды a_1 и частоты χ колебаний АГ, представлен на рисунке 1.8 [163]. В этой СБРЛ сигнал на выходе линейной части усилителя У промежуточной частоты $\omega_{пч}$ проходит через амплитудный детектор АД. Второй сигнал, который сравнивается по фазе с первым, – результат частотного детектирования сигнала на промежуточной частоте.

Необходимо отметить, углы смещения между автодинными сигналами определяются внутренними свойствами АГ, которые, особенно в КВЧ диапазоне, обычно слабо прогнозируемы и получение желаемого сдвига фаз сигналов представляет некоторую проблему. Кроме того,

недостатком рассмотренных выше схем приемо-передатчиков является отличия в величине энергетического потенциала каналов, по которым производится регистрация сигналов.

Возможность управления сдвигом фаз $\Delta\psi$ автодинных сигналов обеспечивается в АСБРЛ, функциональные схемы которых представлены на рисунке 1.9. В первом варианте АСБРЛ (см. рисунок 1.9,а) в цепи питания генераторного диода D2 в виде сигнала a_0 регистрируется картина интерференции излучённой и отражённой волн в резонансной системе АГ [121]. Второй вариант АСБРЛ с внешней установкой детекторных диодов представлен на рисунке 1.9,б. Здесь в волноводе между генераторной секцией на диоде D3 и антенной Ант установлены два детекторных диода D1 и D2, которые регистрируют картину интерференции волн в виде сигналов u_1 и u_2 , сдвинутых по фазе на требуемый угол [164]. Этот сдвиг определяется электрическим расстоянием между диодами D1 и D2, который легко регулируется винтом V1. При выборе этого расстояния, равного нечётному числу $1/8$ длины волны в волноводе, сигналы u_1 и u_2 сдвинуты по фазе на угол $\pi/2$.

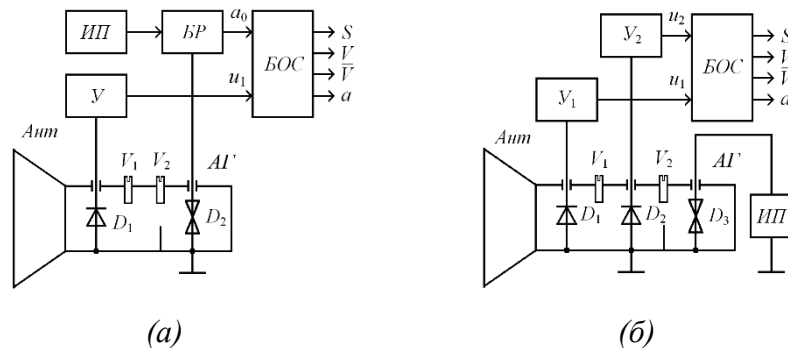


Рисунок 1.9 – Функциональные схемы АСБРЛ параметров движения интерференционного типа с одним (а) и двумя (б) детекторами: АГ – автогенератор; Ант – антенна; БОС – блок обработки сигналов; БР – блок регистрации (выделения) автодинного сигнала; ИП – источник питания; У, У1, У2 – усилители.

Несмотря на большое число изобретений СВЧ модулей с внешним детектированием, анализу работы этих устройств посвящено сравнительно малое число публикаций. При этом в известных нам работах рассмотрены лишь общие принципы построения модулей без учёта реакции автогенератора на воздействие отражённого излучения, например, в виде автодинных изменений частоты генерации. Учёт этих изменений, как известно, является принципиально важным фактором при описании автодинных сигналов, выборе оптимального режима работы СВЧ генератора и обработке полученных сигналов.

Недостаток АСБРЛ, представленных на рисунках 1.7,а и 1.9, состоит в расходовании части СВЧ мощности АГ на смещение детекторных диодов, что несколько снижает энергетический потенциал СБРЛ. Кроме того, в последних вариантах АСБРЛ (см. рисунок 1.9) не используется

эффект автодинного усиления АГ, что также снижает его чувствительность. Указанные недостатки отсутствуют в двухдиодном АД.

Конструктивно двухдиодный автодин (ДДА) представляет собой два последовательно соединённых генераторных модуля, выполненных «на проход» в камерах фланцевого типа (см. рисунок 1.10). Общий вход-выход этого соединения подключен к антенне Ант. Каждый модуль содержит СВЧ генераторный диод D1 и D2 и рабочий резонатор, обеспечивающие условия генерации и частотную селекцию колебаний [165,166]. Рабочие резонаторы в этой конструкции могут быть выполнены в виде дисков (так называемых, «шляпок»), или в виде коаксиальных шлейфов. Винты V1 и V2 предназначены для регулировки связи с нагрузкой (антенной) и электрического расстояния между модулями соответственно. В результате настройки винтом V2 и собственных частот рабочих резонаторов достигается требуемый сдвиг фаз между автодинными сигналами u_1 и u_2 , равный $\Delta\psi \approx 90^\circ$. Фазовое смещение сигналов обеспечивает возможность определения направления движения отражающих объектов благодаря смене знака их разности фаз в зависимости от знака радиальной составляющей скорости относительного перемещения.

Принципиально ДДА представляет собой систему из двух взаимно синхронизированных парциальных генераторов при сильной связи, находящейся под воздействием собственного отраженного излучения. Некоторые особенности проявления автодинного эффекта в этих генераторах изучены лишь экспериментально на примере двухдиодного генератора [167].

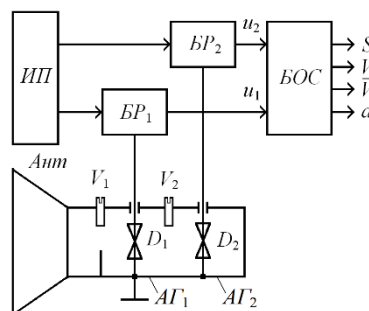


Рисунок 1.10 – Функциональные схемы АСБРЛ параметров движения на базе ДДА: АГ1, АГ2 – автогенераторы; Ант – антенна; БОС – блок обработки сигналов; БР1, БР2 – блоки регистрации (выделения) автодинного сигнала; ИП – источник питания.

Кроме того, интересный для применения в СБРЛ автодин с внешней синхронизации в известных нам работах рассмотрен без учета ряда специфических факторов, свойственных генераторам СВЧ и КВЧ диапазонов, например, их неизодромности [55,56,168-170]. Не исследованы также динамические характеристики синхронизированных автодинов (СХАД), которые необходимо учитывать в условиях высоких скоростей движения объектов локации. На

рисунке 1.11 представлена функциональная схема АСБРЛ параметров движения с синхронизацией основного (рабочего) генератора АГ1 сигналом от маломощного генератора АГ2.

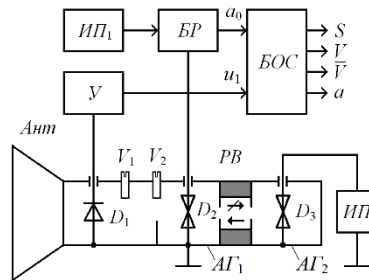


Рисунок 1.11 – Функциональные схемы АСБРЛ параметров движения с регистрацией изменений автосмещения a_0 АЭ и детектированием амплитуды u_1 колебаний СВЧ генератора: АГ1, АГ2 – автогенераторы; Ант – антенна; БОС – блок обработки сигналов; БР – блок регистрации (выделения) автодинного сигнала; ИП1 и ИП2 – источники питания; РВ – развязывающий вентиль; У – усилитель.

Отсутствие теоретических исследований многих рассмотренных в данном разделе устройств является препятствием более глубокому пониманию процессов в АСБРЛ. Это сдерживает дальнейшее развитие данного направления исследований и практического использования АД. Поэтому дальнейшее развитие теоретической базы исследований автодинного эффекта в различных автоколебательных системах представляется актуальным, причем не только с точки зрения теории нелинейных колебаний в радиотехнике, но и успешного решения ряда прикладных задач ближней радиолокации.

1.7. Автодины с различными видами модуляции излучения.

Подавляющее большинство применений АД в СБРЛ связано с обнаружением цели и измерением ее относительной скорости V движения. Возможности использования АД для измерения дальности R менее изучены, но представляют практический интерес для решения широкого круга задач ближней радиолокации, а также для контроля параметров технологических процессов и научных исследований.

В принципе, автодинный способ построения СБРЛ позволяет реализовать различные методы измерения дальности – фазовый, частотный, импульсный и их модификации [55,56,63-65,68,85,86,93]. Для реализации возможностей измерения дальности до цели в АСБРЛ необходимо применять модуляцию амплитуды или частоты колебаний генератора. Частотная (ЧМ) и импульсная модуляции (ИМ) излучения АД так же, как и в системах с гомодинным построением приёмо-передатчика СБРЛ, обеспечивает возможность селекции цели по дальности

и скорости, формирования требуемых зон селекции (обнаружения) и подавления («мертвых зон»), повышение помехоустойчивости по отношению к пассивным и активным помехам².

Необходимо отметить, что введение ЧМ приводит к изменению не только мгновенной частоты генерации, но и амплитуды автоколебаний и величины смещения на АЭ, а также фазового набега $\delta(t, \tau)$ электромагнитной волны, отраженной от цели. Выражение для автосмещения a_0 , полученное в работе [55] в приближении квазистатического режима автодина, т.е. без учета переходных процессов установления автодинных откликов, имеет вид

$$a_0 = H_{\text{в}} K_{\text{ов}} f_{\text{м}}(t) + \Gamma K_0 \cos[\delta(t, \tau) - \psi_0], \quad (1.18)$$

где $H_{\text{в}}$, $K_{\text{ов}}$ – коэффициенты преобразования изменений частоты в изменения автосмещения и амплитуды колебаний генератора при модуляции частоты изменением напряжения на варикапе; $f_{\text{м}}(t)$ – нормированная модулирующая функция, имеющая период $T_{\text{м}} = 2\pi / \Omega_{\text{м}}$.

Из выражения (1.18) видно, что при ЧМ автодинного генератора изменением напряжения на варикапе и одновременном воздействии отражённого излучения его отклик по изменению автосмещения кроме полезного сигнала (второе слагаемое), также как в гомодинных системах содержит составляющие «паразитной» амплитудной модуляции (ПАМ) (первое слагаемое), повторяющие закон модуляции: $H_{\text{в}} K_{\text{ов}} f_{\text{м}}(t)$. В полезной составляющей отклика заключена информация о дальности до отражающего объекта и его скорости относительно СБРЛ. Составляющая ПАМ, теоретически не оказывает влияния на полезный сигнал (второе слагаемое), но в реальных условиях работы создаёт серьёзные проблемы для достижения предельных технических параметров АСБРЛ с ЧМ. Уровень составляющей ПАМ может значительно превышать полезные автодинные изменения параметров автоколебаний генератора, что значительно сужает динамический диапазон системы и затрудняет последующую обработку полезного сигнала. Однако применение современных сигнальных контроллеров для выделения и обработки сигналов, как показано в [173] значительно облегчает решение этой задачи.

С точки зрения малого энергопотребления и достаточно высокой информативности наиболее перспективны автодинные системы с импульсно-фазовой, импульсно-частотной и

² Вызывает удивление критическое высказывание в адрес автодинов в работах [171,172] без должного на то анализа открытой литературы. Цитируем: «Основным недостатком автодинных бортовых неконтактных датчиков цели (БНДЦ) является их низкая помехоустойчивость и, как следствие, низкая эффективность, поскольку автодинное построение БНДЦ не позволяет обеспечить селекцию по дальности. Иными словами, прогресса в использовании радиотехнических БНДЦ на автодинах ждать не приходится».

просто импульсной модуляцией. Здесь названия систем связываются с параметром, несущим информацию о дальности: в первом случае, когда осуществляется коммутация частоты несущих колебаний на величину Δf , информативным параметром является сдвиг фаз двух доплеровских сигналов; во втором – частота преобразованного сигнала; в третьем – временной сдвиг между фронтами модулирующих импульсов и моментами появления автодинного отклика.

Принцип действия и результаты исследований фазовой системы, работающей в режиме непрерывного излучения, на примере гибридно-интегрального автодинного модуля на диоде Ганна с частотной модуляцией, типа «Тигель-08ЧМ», приведены в работе [64]. Исследования свойств подобной системы, в которой организован импульсный режим работы автодинного генератора, а частота заполнения СВЧ излучения изменяется поочередно на величину Δf , обобщены в работе [93]. Реализация данного метода в автодинном датчике обеспечила при решении задачи автономного управления парашютной системой возможность одновременного измерения скорости снижения грузовой платформы и текущего значения высоты относительно поверхности земли. Основной проблемой подобных СБРЛ является необходимость стабилизации разности частот Δf излучения, которая непосредственно влияет на точность измерения дальности.

Автодинные системы с радиоимпульсным излучением и с различными законами ЧМ являются также достаточно гибкими. Они позволяют измерять дальность до неподвижных и движущихся целей, исключать влияние мешающих сигналов от целей, расположенных на определенных расстояниях [174,175]. Однако, при малых расстояниях, характерных для СБРЛ, возникают трудности, связанные с реализацией больших девиаций частоты и линейности модуляционной характеристики. Кроме того дополнительно требуется управитель частоты колебаний, например, варикап, усложняющий СВЧ часть дальномера.

Поэтому в СБРЛ для решения задачи обнаружения отражающих объектов с одновременной селекцией их по дальности и скорости в решении большинства задач находят применение автодинные приёмо-передатчики с импульсной модуляцией излучения (радиоимпульсные автодины) [64, 176]. В зависимости от исходных условий задачи и выбора соотношения времени запаздывания отражённого сигнала τ , длительности радиоимпульсов t_i и временного интервала t_0 между импульсами на практике возможны два основных случая, которые положены в основу предлагаемой классификации этих систем.

В случае малых дальностей действия, когда время задержки меньше длительности радиоимпульсов $\tau \leq t_n$, процесс приёма отражённого излучения выполняется одновременно с передачей этого же зондирующего радиоимпульса. В этом случае вследствие когерентности излучаемых и отражённых колебаний процесс выделения сигнала на выходе радиоимпульсного

генератора возможен благодаря автодинному эффекту. При условии $\tau > t_n$ излучаемый и отражённый радиоимпульсы не перекрываются, поэтому в этом случае выходной сигнал автодина отсутствует, что обеспечивает возможность формировать границу зоны обнаружения по расстоянию.

Системы малой дальности действия, в работе которых используется данный принцип приёма и выделения отражённого сигнала, называются интроимпульсными (внутриимпульсными) СБРЛ, а режим работы такой системы – интроимпульсным [64]. Радиолокационные устройства, использующие данный режим работы, находят широкое применение, например, в радиовзрывателях, в системах предотвращения наезда на препятствие в автомобильном транспорте, в устройствах обнаружения границ раздела различных сред, в радиоволновых датчиках охранного назначения и других целей.

В других случаях приём отражённого сигнала производится во время формирования и излучения последующего радиоимпульса, когда $\tau \approx \tau_0$. Данный режим работы систем называется интеримпульсным (взаимоимпульсным, междуимпульсным), а радиолокаторы, использующие данный режим, – интеримпульсными СБРЛ [64]. Интеримпульсный режим также нашёл применение, например, в недорогих радиовысотомерах для лёгких самолётов и аэростатов, метеорологических радиоконкомпексах, СБРЛ для обнаружения препятствий на заданной дальности и других целей.

Анализ выходных сигналов АД с импульсной модуляцией и одновременном воздействии отраженного излучения показывает, что в этих устройствах также стоит проблема выделения малых автодинных изменений на фоне значительного уровня модулирующего воздействия на генератор. Решение данной проблемы усложняет схему обработки автодинных сигналов радиоимпульсных СБРЛ, однако методы цифровой обработки с помощью современных сигнальных процессоров эту задачу успешно решают [173].

Другая проблема, имеющая общий характер, связана с искажениями автодинных сигналов из-за нелинейности набега фазы электромагнитной волны при её распространении до объекта локации и обратно. Эта нелинейность, обусловленная автодинными изменениями частоты автоколебаний, накладывает особые условия на формирование автодинного отклика, которые зависят от параметров применяемых генераторов, их диапазона частот и создаёт определённые проблемы при построении АСБРЛ как с частотной, так и импульсной модуляцией. Кроме того, при расчете сигналов АСБРЛ с различными видами модуляции необходим учет как внутренней, так и внешней инерционности системы «генератор – объект локации».

Другая проблема связана с необходимостью учёта шумовых параметров и характеристик используемых генераторов при создании и практическом применении АСБРЛ с ЧМ. Данные

характеристики изучены применительно к обычным АД без модуляции. Однако особенности формирования сигналов в АСБРЛ с ЧМ с учётом внутренних шумов генератора и методы расчёта таких характеристик в известной нам литературе не рассматривались. Хотя для создания АСБРЛ с ЧМ и грамотного их практического применения знания об этих характеристиках, несомненно, востребованы.

1.8. Постановка цели и задач диссертационного исследования

Выше было показано, что благодаря малым габаритам и весу, а также низкой стоимости автодинных приемо-передатчиков при их любом (объемном или интегральном) исполнении они находят широкое применение в СБРЛ и ССБРЛ. Принцип действия АД основан на автодинном эффекте, который проявляется во всех типах открытых автоколебательных систем с различными видами модуляции и во всём диапазоне частот. Со временем появляются все более новые типы АЭ, обеспечивающих генерацию колебаний, осваиваются новые более высокочастотные диапазоны электромагнитного излучения, находятся новые более совершенные технические и технологические решения средств генерирования, излучения, приема и обработки радиосигналов, а также новые области применения АД. Естественно, для эффективного использования АД нужно глубокое понимание принципа их функционирования чтобы выработать практические рекомендации по их применению, включая методику инженерных расчётов с нахождением режимов наилучшей работы.

При этом необходимо отметить, что, не смотря на известное разнообразие схем и конструкций СВЧ и КВЧ генераторов, все они в автодинном применении обладают целым рядом общих свойств и характеристик. К этим характеристикам относятся, например, амплитудная и частотная чувствительность генераторов к воздействию собственного отражённого излучения, зависимость формы автодинного отклика и разности фаз между сигналами, а также энергетического потенциала АД как элемента радиолокатора от режима работы и связи с антенной и множество других. Поэтому дальнейшее развитие теоретической базы АД, направленной на изучение общих свойств различных схем и типов генераторов, особенностей формирования автодинных, шумовых и динамических параметров и характеристик, поиск новых методов анализа процессов в замкнутой системе с запаздыванием «генератор – объект локации» и областей применения АД, является актуальной проблемой на обозримое будущее. Более коротко, касаясь темы представленных исследований, цель диссертации можно сформулировать следующим образом: «Развитие методов анализа, принципов построения и применения автодинных устройств для систем ближней радиолокации».

1. Для достижения поставленной цели и формулировки конкретных задач исследований,

прежде всего, необходимо рассмотреть состояние теории и техники, методов анализа параметров и характеристик АД, а также принципов построения автодинных устройств и особенностей их применения в ближней радиолокации, что и выполнено выше в настоящем разделе.

Далее для постановки конкретных задач исследований рассмотрим состояние теории и техники автодинных систем для отдельных аспектов сформулированной выше цели в плане их востребованности для практики.

2. Как показано в приведенном выше обзоре применений АД (см. раздел 1.2), наиболее часто в АСБРЛ используются обычные одночастотные автогенераторы, выполненные на каком-либо типе АЭ с одноконтурной КС. Исследованию свойств, параметров и характеристик таких АД посвящено большое число работ. Так, например, влияние прочности предельного цикла (характеристика автоколебательной системы с точки зрения теории нелинейных колебаний) и режима колебаний на автодинную чувствительность и другие характеристики автодинов изучено впервые в работе [103] достаточно давно (1946 г.). Позднее, в работах [58] было установлено влияние явления неизохронности на особенности формирования автодинного отклика СВЧ генераторов и выполнены исследования динамического режима работы автодинов (при быстром движении отражателя) [58, 62, 72, 140-142, 177].

Из результатов указанных исследований следует, что основным фактором, ограничивающим сверху диапазон рабочих скоростей, является инерционность изменений амплитуды автоколебаний, которая характеризуется постоянной времени автодинного отклика [58, 62]. Выполненные в [140-142] расчёты и моделирующие эксперименты показали, что при использовании нестабилизированных СВЧ генераторов, имеющих сравнительно низкодобротные резонаторы, АД работоспособны до космических скоростей. Этот вывод является достаточно важным для теории, поскольку для большинства практических применений АД анализ особенностей сигналов можно проводить в квазистатическом приближении.

Относительно низкая добротность колебательной системы СВЧ генераторов является причиной существенных автодинных изменений частоты, что особенно сильно проявляется в диапазоне миллиметровых волн. Неравномерность набега фазы отражённого излучения, обусловленная автодинным изменением частоты, вызывает искажения автодинных сигналов. Искажения в большинстве применений являются нежелательными, поскольку нарушают нормальную работу устройств обработки сигналов СБРЛ. Исследования различных СВЧ генераторов, проведенные авторами работ [61, 62, 122, 146], позволили найти условия сохранения «гладкости» автодинного отклика, без формирования скачков и гистерезисных явлений в процессе изменения расстояния до цели.

Для описания отмеченных свойств в литературе по автодинам СВЧ и КВЧ диапазонов более

20 лет использовался так называемый «параметр искажений», характеризующий отклонение формы автодинного сигнала от классической синусоиды при величине этого параметра менее единицы [62]. Отметим, что в одной из первых работ [146], в которой установлено данное неравенство, исходя из некоторой аналогии уравнений автодина и генератора на отражательном клистроне, данный параметр назван «параметром группировки». В последнее десятилетие взамен упомянутых терминов нами стал использоваться термин «параметр внешней обратной связи». Данный термин общепринят в теории лазерных автодинов [61].

Физика автодетектирования автодинного отклика и методы его оптимальной регистрации (выделения) в СВЧ генераторах на основе различных типов АЭ также всесторонне изучались в большом числе отечественных и зарубежных публикаций [61,62,141,147,178-186]. При этом в ряде ранних работ, посвящённых исследованиям генераторов на электровакуумных приборах, явление автодетектирования рассматривалось, как процесс преобразования изменений амплитуды колебаний в ток (напряжение) смещения на АЭ. Аналогичный подход к анализу сохранился в некоторых исследованиях полупроводниковых СВЧ генераторов в последующие годы. При этом автодинным изменениям частоты в ряде работ не придавалось особого значения, поскольку считалось, что «внешний сигнал практически не влияет на частоту колебаний» СВЧ генератора (с. 144, [179]) и при этом частотная модуляция «теряется при детектировании» (с. 109, [183]).

Однако, сам процесс автодетектирования, как показали дальнейшие исследования, не является таким уж односложным. Кроме детектирования амплитудных изменений во многих типах автодинов присутствует также преобразование изменений частоты автоколебаний в постоянную составляющую АЭ. Необходимость учёта данного явления, известного узким специалистам по автодинам как «частотное детектирование», показана во многих отечественных и зарубежных работах, посвящённых исследованиям синхронизированных СВЧ генераторов, используемых в качестве демодуляторов частотно-модулированных сигналов [184-186].

Аналогичные исследования СВЧ генераторов для радиолокационного применения показали, что благодаря этому явлению возможно появление относительных фазовых смещений между автодинными сигналами, регистрируемыми по изменению амплитуды колебаний и напряжения автосмещения [148]. При обработке этих сигналов обеспечивается возможность определения направления движения отражающего объекта по изменению знака разности фаз между сигналами, что расширяет функциональные возможности и область применения АСБРЛ.

Другое пока малоизученное явление в СВЧ генераторах известно как «зависимость амплитуды колебаний от изменений частоты генерации», частотно-амплитудная конверсия или «преобразование частота-амплитуда». Данным явлением при анализе синхронизации СВЧ

генераторов, а также при исследовании их шумовых и автодинных характеристик во многих зарубежных и отечественных публикациях пренебрегали [62,148,186]. Поэтому терминологический вопрос по поводу наименования этого явления, которое является в определённом смысле «дуальным» широко известному явлению неизохронности генератора, до настоящего времени оставался открытым.

Однако полученные в последние годы результаты исследований автодинных генераторов миллиметрового диапазона показали, что данное явление оказывает существенное влияние на процесс формирования автодинного отклика и потому требует своего дальнейшего более глубокого изучения, что необходимо как для оптимизации режима автодинного генератора, так и для поиска их новых возможностей практического применения. В связи с этим, к настоящему времени по поводу наименования явления «зависимости амплитуды колебаний от изменений частоты генерации» созрела необходимость введения новых в теории автодинных генераторов терминов.

В последние годы для анализа работы АД наряду с широко известными характеристиками (амплитудной – АЧХ и частотной – ЧХА) стала использоваться ещё одна характеристика, показывающая связь автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний при изменении времени запаздывания отражённого излучения, – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) [134]. Подобные характеристики известны в теории СВЧ генераторов и широко используются при анализе явлений синхронизации и затягивания режима работы генератора внешней нагрузкой [127,186]. Однако в теории автодинов данная характеристика является сравнительно новым инструментом анализа и недостаточно изученным.

При обработке выходных сигналов АД большое значение имеют также знания о шумовых параметрах и характеристиках используемых генераторов, поскольку они определяют потенциальные возможности систем, датчиков и измерителей по дальности действия, надёжности обнаружения отражающего объекта, точности измерения электрофизических параметров объектов локации, их кинематических характеристик и многого другого. Исследованиям шумовых характеристик АД посвящено большое число работ зарубежных и отечественных авторов (см., например, [51,54,124,187-191]). Однако во всех известных работах анализ шумовых характеристик АД проведен лишь в «линейном» приближении, при котором полагается, что в генераторе под воздействием излучения, отражённого от объекта локации, процессы формирования автодинного отклика и шумов являются независимыми и в АД выполняется принцип суперпозиции. Данное положение ввиду очевидной нелинейности автодинной системы «генератор – объект локации» является неубедительным аргументом и требует своего дальнейшего изучения и уточнения.

Дальность действия СБРЛ в процессе их работы может изменяться в чрезвычайно широких пределах. Наибольшее расстояние до отражающего объекта ограничено энергетическим потенциалом системы, а наименьшее – непосредственным соприкосновением контролируемого объекта и СБРЛ. В первом случае уровень отражённого излучения весьма мал и соизмерим с уровнем собственных шумов приёмника, а во втором – он высок и сопоставим с уровнем зондирующего излучения передатчика.

В связи с этим одной из важнейших проблем СБРЛ как с гомодинным, так и автодинным построением приёмо-передатчика является обеспечение их максимального динамического диапазона по уровню входного сигнала. Особенно остро данная проблема, как отмечалось выше, стоит в АСБРЛ диапазонов миллиметровых и более коротких волн, где возникающие при увеличении уровня отражённого излучения ангармонические искажения выходного сигнала нарушают нормальную работу системы его обработки.

Необходимо отметить, что все известные результаты исследований АД получены в предположении малости времени запаздывания отраженного от объекта локации излучения по сравнению с периодом автодинного сигнала. Кроме того, при определении закономерностей формирования сигналов не учитывается инерционность процессов установления отклика АД. Отсюда вытекает вторая задача – внедрить в теорию АД математические методы анализа систем с запаздыванием. На основе этого подхода разработать новые методы расчета динамики формирования сигнальных и шумовых характеристик на примере обычных АД с одночастотной генерацией и отсутствием модуляции.

3. Следующей задачей исследований является приложение разработанной теории расчета динамики формирования сигналов обычных АД на случай АД с ЧМ. При этом необходимо определить параметры автодинов с частотной модуляцией, а также их сигнальные и шумовые характеристики при различных законах модуляции с учетом динамики формирования автодинных сигналов.

4. По представленным выше данным большого числа исследований ангармонические искажения сигналов свойственны всем типам генераторов и имеют принципиальный характер [58,61]. Показано, что особенно сильно они проявляется в диапазоне миллиметровых и более коротких волн и связаны с неравномерностью набега фазы отражённой волны вследствие автодинных изменений частоты генерации под воздействием отражённого излучения.

Одно из наиболее эффективных решений для борьбы с этим явлением, состоит в стабилизации частоты автодинного генератора внешним высокочастотным резонатором впервые предложенное в работах [122,146]. При этом также снижается влияние на технические характеристики автодинных систем различных дестабилизирующих факторов окружающей

среды, из которых наиболее существенным является температура. Благодаря ряду своих положительных свойств стабилизированные автодины (САД) весьма востребованы для широкого применения их в СБРЛ различного назначения, особенно миллиметрового диапазона длин волн.

Известны также иные принципы построения автодинных приемо-передатчиков, представляющие интерес для применения в СБРЛ. Среди них автодинные модули с интерференционным принципом формирования сигналов, автодины, выполненные на основе взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи, а также автодины с внешней синхронизацией в режимах захвата частоты. Исследование перечисленных принципов построения автодинных устройств представляет научный и практический интерес.

5. Необходимо дать описание ряда примеров применения автодинов для решения задач ближней радиолокации, в которых были использованы результаты диссертационных исследований.

1.9. Выводы

На основе выполненного обзора литературы по автодинной тематике, касающейся применению автодинных устройств в системах ближней радиолокации, поставлена цель диссертационного исследования «Развитие методов анализа, принципов построения и применения автодинных устройств для систем ближней радиолокации» и сформулированы задачи, которые необходимо решить для достижения цели:

1. Выполнить анализ современного состояния теории и техники автодинных систем, обобщить полученные данные и накопленный опыт предшествующих исследований. На основе выполненного обзора дать обоснование цели и задач исследования.

2. Используя концептуальный подход к анализу автодина, как к системе с чисто транспортным запаздыванием собственного отраженного от объекта локации излучения, для математической модели одноконтурного автодинного генератора разработать новые методы расчета процесса формирования сигнальных и шумовых характеристик, учитывающие динамику изменения положения объекта локации и собственные инерционности автодинной системы «генератор – объект локации».

3. Разработать математическую модель и выполнить исследования сигнальных и шумовых параметров и характеристик одноконтурного автодинного генератора с частотной модуляцией для общего случая произвольного соотношения времени запаздывания отраженного от объекта локации излучения и периода автодинного сигнала.

4. Выполнить исследования автодинных устройств со стабилизацией частоты внешним

высокодобротным резонатором, с интерференционным принципом формирования сигналов, на основе взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи и с внешней синхронизацией в режиме захвата частоты, обеспечивающих улучшение параметров и характеристик, а также расширение функциональных возможностей систем ближней радиолокации.

5. Дать описание систем ближней радиолокации, предназначенных для контроля параметров движения, вибраций, малых перемещений, размеров металлических изделий и диагностики объектов локации, а также для решения задач радиозондирования атмосферы, при создании которых использованы результаты диссертационных исследований.

2. Глава 2. Методы анализа процессов формирования сигналов автодинных СБРЛ

2.1. Введение

В настоящей главе рассмотрены методы нахождения решений системы дифференциальных уравнений АД, необходимых для наиболее адекватного описания динамики формирования автодинных сигналов в условиях как «низких» и «высоких» скоростей движения объектов локации, так и при произвольном времени запаздывания отражённого излучения. Для этого в разделе 2.2 на основе анализа эквивалентной схемы одноконтурного генератора получены основные уравнения, описывающие процесс взаимодействия СВЧ генератора с собственным отражённым от объекта излучением с учётом внутренних шумов активного элемента (АЭ). В разделе 2.3 описан метод представления функций запаздывающего воздействия отраженного от объекта локации СВЧ излучения в первом приближении, когда время запаздывания отраженного излучения значительно меньше периода автодинного отклика. В разделе 2.4, используя квазистатический метод решения системы дифуравнений, выполнен расчет автодинных характеристик с учетом внешней инерционности системы. В разделе 2.5 рассмотрен метод расчета внутренней инерционности автодинов, на основе которого в разделе 2.6 предложен метод приближенного учета внутренней инерционности автодина при расчете автодинных характеристик. В разделе 2.7 предложен модернизированный метод квазистатического расчета автодинных характеристик, учитывающий внутреннюю инерционность генератора. Метод комплексного учёта внутренней и внешней инерционности автодинной системы при расчёте сигналов представлен в разделе 2.8. В разделе 2.9 рассмотрены особенности формирования шумовых характеристик автодинов с непрерывным излучением. В разделе 2.10 методом пошагового интегрирования уравнений с запаздыванием выполнен расчет процесса установления автодинного отклика АД с импульсной модуляцией излучения, а формирование сигналов радиоимпульсных автодинов рассмотрено в разделе 2.11. Анализ особенностей формирования автодинных сигналов от объектов локации, находящихся в ближней зоне антенны посвящен раздел 2.12. Выводы по главе приведены в разделе 2.13.

Основные результаты выполненных в главе 2 исследований опубликованы в статьях [192-209,242,243] журналов, изложены в материалах научно-технических конференций [210-233], представлены в диссертации [234] и 4-х отчётах о НИР.

2.2. Эквивалентная схема и основные уравнения для анализа автодинных приемопередающих устройств

Для разработки математической модели взаимодействия автодинного приемопередатчика с собственным отражённым от объекта локации излучением рассмотрим представленную на рисунке 2.1,*а* функциональную схему. Автодинный модуль АМ приемопередатчика непосредственно связан с антенной А. Он содержит две последовательно соединённые волноводные секции, в которые помещены (считая от антенны) генераторный диод D_1 и детекторный диод D_2 . Рабочее смещение на генераторный диод D_1 подаётся от источника питания E_{Π} через блок регистрации БР автодинного сигнала в цепи питания СВЧ генератора. Вырабатываемые при этом в АМ электромагнитные колебания излучаются антенной А в направлении объекта локации ОЛ.

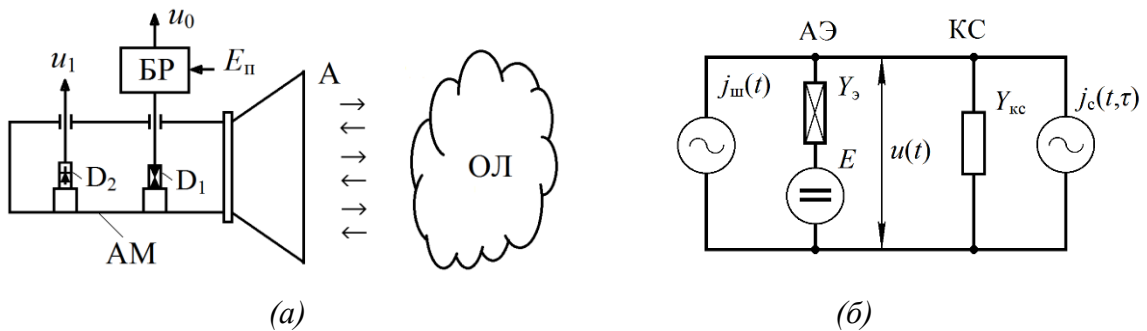


Рисунок 2.1. Функциональная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы автодинного модуля.

Отражённое излучение через антенну А возвращается обратно в модуль АМ, вызывая в нём автодинный эффект. Возникающие в результате этого автодинные изменения среднего значения тока или напряжения в цепи питания АЭ генератора преобразуются с помощью специальной схемы блока регистрации БР в напряжение выходного сигнала u_0 [147]. Сигнал по изменению амплитуды колебаний u_1 выделяется с помощью диода D_2 [121,95].

Эквивалентная схема автодинного приемопередающего модуля, приведённая к плоскости АЭ (D_1), представлена на рисунке 2.1,*б*. На этой схеме по сверх высокой частоте $Y_{кc}$ отображает проводимость одноконтурной колебательной системы КС, которая включает в себя также проводимость нагрузки Y_{Π} :

$$Y_{кc} \equiv Y_{кc}(\omega) = G_{кc} + jB_{кc} = G_{кc} [1 + j2Q_{\Pi}(\omega - \omega_c) / \omega_c], \quad (2.1)$$

где $G_{кc}$ и $B_{кc}$ – резистивная и реактивная проводимости КС; $G_{кc} = G_{\Pi} + G_{\Pi}$; G_{Π} , G_{Π} – проводимости собственных потерь резонатора и нагрузки соответственно; Q_{Π} , ω_c – нагруженная добротность и собственная частота КС; ω – текущая частота колебаний генератора.

Здесь необходимо отметить, что принятая нами к рассмотрению одноконтурная КС является сильно упрощенной моделью сложных резонансных систем реальных конструкций СВЧ и КВЧ генераторов. Однако этот подход согласуется с известными рекомендациями, изложенными на стр. 16 монографии [235], что в исходной модели генератора необходимо учитывать «лишь самые основные, определяющие механизм работы исследуемого прибора, процессы». Кроме того, в соответствии с известным методом «эквивалентной добротности» любую узкополосную многоконтурную автоколебательную систему можно привести к простейшей одноконтурной эквивалентной схеме, если в ней выполняются условия одночастотной генерации колебаний [236].

Средняя за период колебаний «электронная» проводимость АЭ Y_3 (см. рисунок 2.1,б) в общем случае является зависимой от напряжения смещения E , амплитуды A и текущей частоты ω колебаний: $Y_3 = G_3 + jB_3 \equiv G_3(E, A, \omega) + jB_3(E, A, \omega)$, где G_3 , B_3 – резистивная и реактивная проводимости АЭ соответственно. Такая зависимость является характерной для СВЧ генераторов, выполненных на АЭ с гистерезисом мгновенной вольт-амперной характеристики, обусловленным явлением запаздывания основных носителей в пространстве взаимодействия с полем резонатора.

Генератор $j_{ш}(t)$ на схеме рисунка 2.1,б отображает эквивалентный источник мгновенного тока внутренних шумов АЭ СВЧ генератора, а генератор $j_c(t, \tau)$ – воздействие собственного отражённого от объекта сигнала, который запаздывает относительно текущего времени t на время $\tau = 2l/c$, где l – расстояние до отражающей поверхности; c – скорость распространения СВЧ излучения. При этом шум, обусловленный обычно внутренними причинами АЭ, полагаем, является стационарным нормальным процессом с нулевым средним значением.

Под воздействием напряжения смещения E_n рабочая точка выводится на падающей участок вольт-амперной характеристики АЭ. При условии выполнения баланса амплитуд и фаз в схеме под действием тока АЭ возникает генерация незатухающих колебаний $u(t)$. Учитывая обычно достаточно высокое значение нагруженной добротности Q_n колебательной системы, полагаем, что колебания на АЭ являются квазигармоническими: $u(t) = \text{Re}[A \exp j\Psi(t)]$, где $\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi$ – полная фаза колебаний в окрестности частоты ω_0 ; $A = A(t)$, $\varphi = \varphi(t)$ – медленно меняющиеся за период колебаний амплитуда и фаза в текущий момент времени t . Тогда колебания эквивалентного источника тока $j_c(t, \tau)$, имеющего амплитуду $J_c(t, \tau)$ и полную фазу $\Psi(t, \tau)$ отражённого сигнала, являются также квазигармоническими: $j_c(t, \tau) = \text{Re}[J_c(t, \tau) \exp j\Psi(t, \tau)]$.

Согласно законам Кирхгофа для цепи, приведенной на рисунке 2.1(б), имеем:

$$\operatorname{Re} [\dot{A}(Y_s + Y_{\text{кс}})] = j_c(t, \tau) + j_{\text{ш}}(t). \quad (2.2)$$

Для получения укороченных уравнений возмущённого генератора, следуя методу медленно меняющихся амплитуд в изложении Курокавы [116], в выражении (2.2) после подстановки в него (2.1) сделаем замену ω на $\omega_0(1 + \chi) - j(1/A)(dA/dt)$, где $\chi = (1/\omega_0)(d\varphi/dt) = \Delta\omega/\omega_0$ – относительные и $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ – абсолютные изменения частоты колебаний АД. Здесь, в силу медленности $\varphi(t)$ и $A(t)$, величины $d\varphi/dt$ и $(1/A)(dA/dt)$ являются достаточно малыми по сравнению с частотой ω_0 . Тогда в новых переменных выражение (2.2) перепишем в виде:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{2GQ_{\text{н}}}{\omega_c} \frac{1}{A_0} \frac{dA}{dt} + G_s + G_{\text{кс}} \right) A \cos(\omega_0 t + \varphi) - \\ & - \left(\frac{2GQ_{\text{н}}}{\omega_c} \frac{d\varphi}{dt} + B_s + 2GQ_{\text{н}} \frac{\omega - \omega_c}{\omega_c} \right) A \sin(\omega_0 t + \varphi) = j_c(t, \tau) + j_{\text{ш}}(t). \end{aligned} \quad (2.3)$$

В правой части выражения (2.3) учтём известные энергетические соотношения для генераторов: $J_c(t, \tau) = [8G_{\text{н}}P_c(t, \tau)]^{1/2}$, где: $P_c(t, \tau) = \Gamma_0^2 P(t, \tau)$ – мощность отраженного от объекта излучения; $P(t, \tau) = A^2(t, \tau)G_{\text{н}}/2$ – выходная мощность на нагрузке генератора в момент времени $t - \tau$; Γ_0 – коэффициент, характеризующий затухание излучения по амплитуде при его распространении до объекта и обратно.

Далее, после умножения выражения (2.3) на функции $\cos(\omega_0 t + \varphi)$, затем, на $\sin(\omega_0 t + \varphi)$, соответственно, и усреднения за период колебаний получим укороченные уравнения для амплитуды A и фазы φ в виде:

$$\frac{2GQ_{\text{н}}}{\omega_c} \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} + G_s + G = 2\Gamma(t, \tau)\eta G \cos\delta(t, \tau) + \frac{2}{A} i_c(t), \quad (2.4)$$

$$\frac{2GQ_{\text{н}}}{\omega_c} \frac{d\varphi}{dt} + B_s + 2GQ_{\text{н}} \frac{\omega - \omega_c}{\omega_c} = -2\Gamma(t, \tau)\eta G \sin\delta(t, \tau) - \frac{2}{A} i_s(t), \quad (2.5)$$

где $\eta = Q_{\text{н}}/Q_{\text{вн}}$, $Q_{\text{вн}}$ – КПД и внешняя добротность колебательной системы; $i_c(t)$, $i_s(t)$ – синфазная и ортогональная составляющие нормированного внутреннего шума генератора:

$$i_c(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 t - 2\pi}^{\omega_0 t} j_{\text{ш}}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) d(\omega_0 t), \quad i_s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 t - 2\pi}^{\omega_0 t} j_{\text{ш}}(t) \sin(\omega_0 t + \varphi) d(\omega_0 t);$$

$\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0 [A(t, \tau)/A(t)]$ – модуль и $\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau)$ – фаза функции, имеющей смысл мгновенного значения коэффициента отражения [237]. В данном случае фаза $\delta(t, \tau)$ и квадратурные составляющие шума $i_c(t)$ и $i_s(t)$ после усреднения стали также медленно меняющимися функциями за период $T = 2\pi/\omega_0$ колебаний.

Трудность нахождения аналитического решения уравнений (2.4) и (2.5) состоит, прежде всего, в наличии нелинейных зависимостей всех его слагаемых от параметров автоколебаний. Электронная проводимость $Y_3 = G_3 + jB_3$, как отмечалось выше, зависит от напряжения смещения E_n , амплитуды A и частоты ω колебаний: $Y_3(E, A, \omega) \equiv G_3(E, A, \omega) + jB_3(E, A, \omega)$. Проводимость Y_{kc} является зависимой от частоты ω , изменения которой могут существенно повлиять на закон формирования автодинного отклика.

Для облегчения анализа системы уравнений (2.4), (2.5) заменим нелинейные члены проводимости Y_{kc} КС и электронной проводимости $Y_3 = G_3 + jB_3$ АЭ их квазилинейной аппроксимацией в окрестности режима стационарных колебаний и будем рассматривать происходящие в АД процессы, вызванные воздействием отражённого излучения, в относительных вариациях этого режима. Кроме того, ограничим настоящие исследования случаем выделения автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний с помощью внешнего детектирования при фиксированном напряжении смещения $E = E_0$ на АЭ, а сигнала автодетектирования – по изменению величины среднего значения тока АЭ: $I_3 = I_3(A, \omega)$.

Для этого из систем уравнений (2.4), (2.5) при равенстве $\Gamma(t, \tau) = 0$ находим сначала уравнения стационарного режима колебаний, полагая производные равными нулю и $A = A_0$, $\omega = \omega_0$, где A_0 , ω_0 – амплитуда и частота стационарных колебаний:

$$G_{30}(A_0, \omega_0) + G_{kc}(\omega_0) = 0, \quad B_{30}(A_0, \omega_0) + B_{kc}(\omega_0) = 0, \quad I_3 = I_3(A_0, \omega_0), \quad (2.6)$$

где $B_{kc}(\omega_0) = 2GQ_0(\omega_0 - \omega_c) / \omega_c$ – реактивная проводимость КС. Данные уравнения являются общепринятыми в теории СВЧ и КВЧ генераторов [112-116, 192, 237, 238]. Они позволяют определить амплитуду A_0 , частоту ω_0 и потребляемый ток I_{30} автономного генератора для стационарного режима.

Для нахождения уравнений в вариациях для автодинного отклика генератора представим амплитуду и частоту автоколебаний в виде: $A = A_0 + \Delta A$, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, где ΔA , $\Delta\omega$ – соответствующие вариации стационарного режима АГ, причём полагаем эти приращения достаточно малыми $\Delta A \ll A_0$, $\Delta\omega \ll \omega_0$. Входящие в (2.4), (2.5) параметры G_3 и B_3 , при этом в окрестности своих стационарных значений (2.6), где $G_3 = G_{30}(A_0, \omega_0)$ и $B_3 = B_{30}(A_0, \omega_0)$, под воздействием отражённого излучения и собственных шумов генератора получают соответствующие изменения.

Кроме того, учтём в вариациях явление автодетектирования автодинного отклика, при котором благодаря автодинным изменениям среднего значения тока $I_3 = I_3(A, \omega)$ АЭ

обеспечивается возможность выделения выходного сигнала АД в цепи смещения АЭ по изменению тока: $\Delta I_3 = I_3 - I_3(A_0, \omega_0)$, где очевидно также, что $\Delta I_3 \ll I_{30}(A_0, \omega_0)$. Допуская линейность зависимостей $G_3(A, \omega)$, $B_3(A, \omega)$ и $I_3(A, \omega)$ от амплитуды и частоты колебаний в окрестности стационарного режима запишем указанные параметры с учетом первых двух членов разложений в ряды Тейлора:

$$I_3 = I_{30}(A_0, \omega_0) + \left(\frac{\partial I_3}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial I_3}{\partial \omega} \right)_0 \Delta \omega, \quad (2.7)$$

$$G_3 = G_{30}(A_0, \omega_0) + \left(\frac{\partial G_3}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial G_3}{\partial \omega} \right)_0 \Delta \omega, \quad (2.8)$$

$$B_3 = B_{30}(A_0, \omega_0) + \left(\frac{\partial B_3}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial B_3}{\partial \omega} \right)_0 \Delta \omega, \quad (2.9)$$

Здесь и далее индекс «0» при частных производных означает, что они получены в окрестности стационарного режима.

Подставляя (2.8), (2.9) в (2.4), (2.5) и, учитывая (2.6), получим систему линейризованных уравнений для определения относительных вариаций амплитуды $a = \Delta A / A_0$ и частоты генерации $\chi = \Delta \omega / \omega_0$, а также, учитывая (2.7), относительного тока смещения АЭ при автодетектировании $i_{\text{см}} = \Delta I_3 / I_{30}$ в виде:

$$\frac{Q_H}{\omega_0} \frac{da}{dt} + \alpha_{11} a + \varepsilon_{11} \chi = \Gamma(t, \tau) \eta \cos \delta(t, \tau) + a_c(t), \quad (2.10)$$

$$\beta_{11} a + \xi \chi = -\Gamma(t, \tau) \eta \sin \delta(t, \tau) - a_s(t), \quad (2.11)$$

$$i_{\text{см}} = \alpha_{01} a + \varepsilon_{01} \chi, \quad (2.12)$$

где $\alpha_{11} = (A_0 / 2G_{30})(\partial G_3 / \partial A)_0$ – приведенная крутизна инкремента генератора, обуславливающая степень регенерации и прочность его предельного цикла; $\varepsilon_{11} = (\omega_0 / 2G_{30})[\partial(G_3 + G_{\text{кс}}) / \partial \omega]_0$ – параметр, определяющий неизодромность генератора, иными словами, учитывающий влияние вариаций частоты на изменения амплитуды колебаний через проводимости АЭ G_3 и КС $G_{\text{кс}}$; $\beta_{11} = (A_0 / 2G_{30})(\partial B_3 / \partial A)_0$ – параметр, который определяет неизохронность АГ; $\xi = (\omega_0 / 2G_{30})[\partial(B_3 + B_{\text{кс}}) / \partial \omega]_0 \approx Q_H$ – параметр стабилизации частоты генератора, учитывающий частотную крутизну реактивной проводимости АЭ и КС; $\alpha_{01} = (A_0 / I_{30})(\partial I_3 / \partial A)_0$ – параметр, учитывающий явление автодетектирования вариаций амплитуды колебаний; $\varepsilon_{01} = (\omega_0 / I_{30})(\partial I_{30} / \partial \omega)_0$ – параметр «частотного детектирования», определяющий вклад вариаций частоты генерации в вариации тока питания АЭ,

$a_c(t) = i_c(t) / A_0 G$, $a_s(t) = i_s(t) / A_0 G$ – относительные синфазная и ортогональная составляющие нормированного внутреннего шума генератора.

Входящие в систему уравнений (2.10)–(2.12) дифференциальные параметры АЭ и КС (α_{ij} , ε_{ij} , β_{ij} , ξ , где $i = 0, 1$) могут быть рассчитаны для конкретного типа АЭ генератора [112] или определены экспериментально. Необходимо отметить сложность отдельного определения этих параметров из-за их взаимной зависимости. Более доступно, как показано ниже, их аналитическое определение относительных величин с помощью анализа автодинных характеристик.

Из уравнений (2.10), (2.11) видно, что основная инерционность автодинной системы связана с изменениями амплитуды колебаний. Комбинируя эти выражения при исключении переменной χ , получим:

$$\frac{da}{dt} + \frac{a}{\tau_a} = \Gamma(t, \tau) \frac{\omega_0 (1 + \rho^2)^{1/2}}{Q_{\text{вн}}} \cos[\delta(t, \tau) - \arctg \rho] + r_{\text{ш}} [a_c(t) + \rho a_s(t)], \quad (2.13)$$

где τ_a – постоянная времени (время релаксации) автодинного отклика, характеризующая скорость изменения процессов в АД:

$$\tau_a = Q_{\text{н}} / [\omega_0 \alpha_{11} (1 - \gamma \rho)], \quad (2.14)$$

$\gamma = \beta_{11} / \alpha_{11}$ – коэффициент неизохронности [239], учитывающий зависимость частоты колебаний генератора от амплитуды колебаний; $\rho = \varepsilon_{11} / Q_{\text{н}}$ – коэффициент неизодромности [223], учитывающий влияние вариаций частоты на амплитуду колебаний; $r_{\text{ш}}$ – коэффициент регенерации (усиления) собственных шумов автоколебательной системой:

$$r_{\text{ш}} = \eta / \alpha_{11} (1 - \gamma \rho).$$

В работах [203, 207, 208] выполнены измерения постоянной времени (времени релаксации) τ_a автодинного отклика, которая для исследованного генератора 8-мм диапазона на диоде Ганна составила величину порядка $1 \cdot 10^{-9}$ с. Регистрируемые автодинными устройствами сигналы изменяются значительно медленнее, чем скорость изменения параметров СВЧ и КВЧ генераторов. При этом период автодинных сигналов $T_a \gg \tau_a$. Например, при скоростях движения объектов локации, сравнимых с космическими скоростями, период T_a не менее величины $1 \cdot 10^{-7}$ с.

Невозможность отдельного рассмотрения сигнальных, с большим временем корреляции, и шумовых, с малым временем корреляции, составляющих в совокупности с малостью вариаций амплитуды и частоты относительно стационарных значений определяет выбор метод линейризации для решения дифференциальных уравнений [42, стр. 385].

Кроме того, и далее считаем, что время корреляции $\tau_{\text{кор}}$ шумов в генераторе также пренебрежимо мало по сравнению с периодом T_a автодинного отклика: $\tau_{\text{кор}} \ll T_a$, но значительно превосходит постоянную времени τ_a , т.е. $\tau_{\text{кор}} \gg \tau_a$. Данные условия являются достаточными, чтобы дальнейший анализ системы уравнений (2.10)–(2.12) выполнить квазистатическим методом, полагая в (2.10) $da/dt = 0$ [200]. С учётом принятых допущений окончательно получим выражения для расчета автодинных и шумовых характеристик:

$$\alpha_{11}a + \varepsilon_{11}\chi = \Gamma(t, \tau)\eta \cos\delta(t, \tau) + a_c(t), \quad (2.16)$$

$$\beta_{11}a + Q_H\chi = -\Gamma(t, \tau)\eta \sin\delta(t, \tau) - a_s(t), \quad (2.17)$$

$$i_{\text{см}} = \alpha_{01}a + \varepsilon_{01}\chi, \quad (2.18)$$

$$\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau). \quad (2.19)$$

Решение для изменений амплитуды a и частоты χ , полагая $a_c(t) = a_s(t) = 0$, находим из (2.16) и (2.17) методом Крамера, а для изменений тока в цепи смещения АЭ $i_{\text{см}}$ – подстановкой полученных a и χ в (2.18):

$$a(t, \tau) = \Gamma(t, \tau)K_a \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1], \quad (2.25a)$$

$$\chi(t, \tau) = -\Gamma(t, \tau)L_a \sin[\delta(t, \tau) + \theta], \quad (2.25б)$$

$$i_{\text{см}}(t, \tau) = \Gamma(t, \tau)K_0 \cos[\delta(t, \tau) - \psi_0], \quad (2.25в)$$

где K_a , L_a , K_0 – коэффициенты автодинного усиления, девиации частоты и автодетектирования автодинного отклика:

$$K_a = \eta\sqrt{1 + \rho^2} / \alpha_{11}(1 - \gamma\rho), \quad (2.26a)$$

$$L_a = \eta\sqrt{1 + \gamma^2} / Q_H(1 - \gamma\rho), \quad (2.26б)$$

$$K_0 = \frac{\eta\alpha_{01}(1 - \kappa_{\text{чд}}\gamma)}{\alpha_{11}(1 - \gamma\rho)} \sqrt{1 + \kappa_{\text{см}}^2}. \quad (2.26в)$$

ψ_1 , θ , ψ_0 – углы фазового смещения автодинных изменений амплитуды, частоты колебаний и отклика автодетектирования:

$$\psi_1 = \text{arctg}(\rho), \quad \theta = \text{arctg}(\gamma), \quad \psi_0 = \text{arctg}(\kappa_{\text{см}}); \quad (2.27)$$

$\kappa_{\text{чд}} = \varepsilon_{01}\alpha_{11} / \alpha_{01}Q_H$ – коэффициент частотного детектирования автодинных изменений частоты в изменения среднего значения тока активного элемента; $\kappa_{\text{см}} = [(\rho - \kappa_{\text{чд}}) / (1 - \kappa_{\text{чд}}\gamma)]$ – коэффициент амплитудно-частотного смещения автодинного отклика по изменению смещения на АЭ.

В настоящей работе не рассматривается подробно вопрос собственных флуктуаций частоты

автогенератора и вызываемое данными флуктуациями смещение оценки набега фазы собственного отраженного излучения. Вопрос оценки дисперсии ошибки измерения фазы рассмотрен, например, в [23].

2.3. Представление функций запаздывающего воздействия отраженного от объекта локации СВЧ излучения в первом приближении

Полученные выше выражения (2.10)–(2.12), (2.16)–(2.19) и (2.25) не являются окончательными для дальнейшего анализа автодинных характеристик, поскольку содержат неявные функции запаздывающих аргументов: модуль $\Gamma(t, \tau)$ и фазу $\delta(t, \tau)$ мгновенного коэффициента отражения. Данные функции учитывают ещё одну принципиально важную инерционность в автодинной системе «генератор – объект локации», связанную с «транспортным» запаздыванием отражённого СВЧ излучения.

При анализе АД во многих работах используется представление функций запаздывающего воздействия в виде: $\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0$, $\delta(t, \tau) = \omega\tau$. Это представление принимается, по-видимому, интуитивно, поскольку его обоснование в литературе отсутствует. Здесь представим простой метод, который исходя из наиболее часто встречающихся на практике условий функционирования АСБРЛ позволяет дать обоснование такому приближению и, тем самым, обеспечивает выявление указанных функций [198].

Сначала примем первое допущение, полагая постоянство модуля $\Gamma(t, \tau) = \Gamma$. Это позволит показать нам некоторые принципиальные отличия в формировании отклика автодинной и гомодинной систем. Для этого рассмотрим уравнение для частоты, которое из (2.25б) запишем без учёта составляющих шума в виде:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_a(t), \quad (2.28)$$

где $\Delta\omega_a(t) = -\Delta\omega_{ma} \sin[\delta(t, \tau) + \theta]$; $\Delta\omega_{ma} = \Gamma_0 \omega_0 L_a$ – амплитудное значение автодинной девиации частоты.

В отличие от систем гомодинного типа, у которых благодаря развязке генератора с антенной изменения частоты практически отсутствуют $\omega(t) = \omega_0$, в АД неизбежно присутствует автодинная модуляция частоты, обусловленная воздействием отражённого излучения (см. второй член в (2.28)). Фаза излучаемых колебаний для этого случая запишется в виде:

$$\Psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_0 t + \Delta\omega_{ma} F_{изл}^a(t, \tau), \quad (2.29)$$

где $F_{изл}^a(t, \tau) = -\int_0^t \sin[\delta(t, \tau) + \theta] dt$ – функция автодинных изменений фазы излучаемого сигнала.

Фаза отраженного излучения для точечного объекта локации запишется из (2.29) следующим образом:

$$\Psi(t, \tau) = \omega_0(t - \tau) + \Delta\omega_{ma} F_{отр}^a(t, \tau) + \varphi_0, \quad (2.30)$$

где $F_{отр}^a(t, \tau) = -\int_0^{t-\tau} \sin[\delta(t, \tau) + \theta] dt$ – функция автодинных изменений фазы отраженного сигнала;

φ_0 – начальная фаза, которую далее примем равной нулю.

Используя (2.29) и (2.30), получим выражение для мгновенной разности фаз $\delta(t, \tau)$ излучённых $\Psi(t)$ и отражённых $\Psi(t, \tau)$ колебаний:

$$\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau) = \omega_0 \tau + \Delta\omega_{ma} F_a(t, \tau), \quad (2.31)$$

где $F_a(t, \tau)$ – функция автодинных изменений фазы, обусловленная воздействием собственного отражённого излучения:

$$F_a(t, \tau) = -\int_{t-\tau}^t \sin[\delta(t, \tau) + \theta] dt, \quad (2.32)$$

Для дальнейшего анализа свойств автодинного сигнала положим, что запаздывание отраженного сигнала во времени меняется линейно, т.е. $\tau(t) = \tau_0 + 2(V_r/c)t$, где τ_0 – начальное значение времени запаздывания; V_r – относительная радиальная скорость между АД и отражающим объектом. В этом случае первое слагаемое выражения (2.31) имеет вид:

$$\omega_0 \tau(t) = \omega_0 \tau_0 + 2(V_r/c)\omega_0 t = \delta_0 + \Omega_D t, \quad (2.33)$$

где $\Omega_D = 2\omega_0(V_r/c)$ – частота Доплера; $\delta_0 = \omega_0 \tau_0$ – начальный фазовый сдвиг.

Подставляя (2.33) в (2.31), получим

$$\delta(t, \tau) = \Omega_D t + \Delta\omega_{ma} F_a(t, \tau) + \delta_0. \quad (2.34)$$

Дифференцируя по времени (2.34), получим выражение для мгновенной разности частот Ω_a между излучёнными и отражёнными колебаниями на внешней нагрузке АД

$$\Omega_a = d\delta(t, \tau) / dt = \Omega_D + \Delta\omega_{ma} [dF_a(t, \tau) / dt]. \quad (2.35)$$

В (2.35) первое слагаемое определяет доплеровскую составляющую выходных сигналов АД, вызванную относительным перемещением АД и объекта локации, второе – автодинные особенности его формирования.

Выражения (2.31)–(2.35) значительно упрощаются, если учесть выполнение существующего в реальных условиях работы АСБРЛ неравенства: $\tau \ll T_a$, где T_a – период автодинного сигнала. Тогда, используя известную теорему о среднем значении интеграла, получим:

$$F_a(t, \tau) = - \int_{t-\tau}^t \sin[\delta(t, \tau) + \theta] dt \approx -\tau \cdot \sin[\delta(t, \tau) + \theta]. \quad (2.36)$$

Формула (2.36) удобна при дальнейших расчетах, так как позволяют обойтись без вычисления интеграла $F_a(t, \tau)$. Отметим, что соотношения (2.31)–(2.36) справедливы при условии отсутствия разрывов функции $F_a(t, \tau)$ на всем интервале $t - \tau \div t$ значений переменной t . Перепишав (2.31) с учётом (2.36), получим:

$$\delta(t, \tau) = \omega_0 \tau - C_{oc} \sin[\delta(t, \tau) + \theta]. \quad (2.37)$$

где $C_{oc} = \Delta\omega_{ma} \tau$ – параметр внешней обратной связи системы «генератор – объект локации», физический смысл его – индекс фазовой модуляции автодинного сигнала [61,62]. Параметр C_{oc} является важным при описании свойств АД, особенно в миллиметровом и, тем более, субмиллиметровом диапазонах.

Как показано далее, представление фазы $\delta(t, \tau)$ в виде (2.37) описывает процесс взаимодействия генератора с отраженным от объекта локации излучением только в первом приближении.

2.4. Общее решение внешней задачи автодина при расчете его сигнальных характеристик квазистатическим методом

Нахождение точного решения полученных уравнений (2.10) и (2.11), включая (2.12), в общем виде не представляется возможным. Отдельные решения можно найти лишь для ряда частных случаев при выполнении определённых условий и при использовании различных методов. Одно из таких решений квазистатическим методом приведено в (2.25). Оно приближенное, поскольку не учитывает собственную *внутреннюю инерционность* автодинного генератора, полагая при этом $\tau_a \ll T_a$. Другое ограничение известного метода связано с представлением фазы $\delta(t, \tau)$ в виде (2.37). Такое представление приемлемо при условии $\tau \ll T_a$, т.е. когда не учитывается *внешняя инерционность* процессов в автодинной системе «генератор – объект локации», которая обусловлена временем распространения зондирующего излучения от АД до отражающего объекта и обратно.

В настоящем разделе рассмотрим возможность учета внешней инерционности АД,

оставаясь в рамках квазистатического метода. Для выявления входящих в (2.25) функций запаздывающих аргументов: модуля $\Gamma(t, \tau)$ и фазы $\delta(t, \tau)$ мгновенного коэффициента отражения, воспользуемся известным в теории систем с запаздыванием методом разложения в ряды Тейлора функций запаздывающего воздействия [111,138-140]. В русле этого метода разложим запаздывающие функции амплитуды $A(t, \tau)$ и фазы $\Psi(t, \tau)$ в ряды Тейлора по малому параметру τ по сравнению с текущим временем t :

$$A(t, \tau) = A(t) - \frac{\tau}{1!} \frac{dA(t)}{dt} + \frac{\tau^2}{2!} \frac{d^2 A(t)}{dt^2} - \frac{\tau^3}{3!} \frac{d^3 A(t)}{dt^3} + \dots, \quad (2.38)$$

$$\Psi(t, \tau) = \Psi(t) - \frac{\tau \omega(t)}{1!} + \frac{\tau^2}{2!} \frac{d\omega(t)}{dt} - \frac{\tau^3}{3!} \frac{d^2 \omega(t)}{dt^2} + \dots, \quad (2.39)$$

где $\omega(t) = d\Psi(t)/dt$. Применение разложений (2.38), (2.39) в (2.25) возможно при условии гладкости и отсутствия разрывов функций $A(t)$ и $\omega(t)$ на всем интервале $t - \tau \div t$ значений переменной t . Это условие, как показано в [62], выполняется, если величина автодинной девиации частоты $\Delta f_{\text{ам}} = \Delta \omega_{\text{ам}} / 2\pi$ генератора не более, чем $\Delta f_{\text{ам}} \leq 1 / 2\pi\tau$.

Выполним оценку вклада членов разложений (2.38) и (2.39). Для этого положим, что при равномерном прямолинейном движении отражателя изменение фазы $\delta(t, \tau)$ во времени близко к линейному закону: $\delta(t, \tau) = \Omega_d t + \delta_0$, где δ_0 – начальный фазовый сдвиг, который примем равным нулю; $\Omega_d = 2(V_r/c)\omega_0$ – частота Доплера; V_r – относительная радиальная скорость между СБРЛ и отражающим объектом. При этом выражения для изменений амплитуды $A(t)$ и частоты $\omega(t)$ имеют вид:

$$A(t) = A_0 (1 + a_m \cos \Omega_d t), \quad (2.40)$$

$$\omega(t) = \omega_0 - \Delta \omega_{ma} \sin \Omega_d t, \quad (2.41)$$

где a_m , $\Delta \omega_{ma}$ – максимальные относительные изменения амплитуды и частоты колебаний генератора. Тогда выражения для модуля $\Gamma(t, \tau)$ и фазы $\delta(t, \tau)$ с учётом (2.40), (2.41) имеют вид:

$$\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0 \left\{ 1 + a_m \left[\frac{(\Omega_d \tau)^1}{1} \sin \Omega_d t + \frac{(\Omega_d \tau)^2}{2!} \cos \Omega_d t + \frac{(\Omega_d \tau)^3}{3!} \sin \Omega_d t + \dots \right] \right\}, \quad (2.42)$$

$$\delta(t, \tau) = \omega_0 \tau - C_{\text{oc}} \left[\sin \Omega_d t + \frac{(\Omega_d \tau)^1}{2!} \cos \Omega_d t + \frac{(\Omega_d \tau)^2}{3!} \sin \Omega_d t + \dots \right]. \quad (2.43)$$

Из (2.42) видно, что в случаях малых автодинных изменений амплитуды колебаний, когда $a_m \ll 1$, и (или) малой величины произведения $\tau \Omega_d$ ($\tau \ll 1/\Omega_d$) при анализе автодинов можно считать, что модуль коэффициента отражения $\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0$, т.е. при этом динамика изменения

амплитуды колебаний $a(t)$ может не учитываться. Последнее неравенство ($\tau \ll 1/\Omega_d$) является также условием пренебрежения в (2.43) членами порядка выше первого в выражении, заключённом в квадратные скобки. При таких условиях входящую в выражения (2.25) фазу $\delta(t, \tau)$ мгновенного коэффициента отражения можно полагать также независимой от предыстории системы, не учитывать динамику автодинных изменений частоты $\chi(t)$ и вполне оправданно представлять фазу в виде (2.37).

Таким образом, квазистатический анализ АД в том виде, как он обычно применяется для анализа автодинных сигналов [58,62], предполагает выполнение условия: $\tau \ll T_a / 2\pi$, где $T_a = 2\pi / \Omega_d$, из которого следует, что объект должен находиться сравнительно «близко» от СБРЛ или двигаться достаточно «медленно», так чтобы за время τ распространения излучения автодинные изменения параметров колебаний были пренебрежимо малы.

Однако, как было показано в первой главе, в ряде случаев данное неравенство может нарушаться. Поэтому для случая произвольной дальности до «быстро» движущегося объекта необходимо учитывать внешнюю инерционность автодинной системы, обусловленную временем распространения излучения до объекта локации и обратно. Для этого в полученных выше выражениях (2.25) учтём высшие члены в разложениях (2.42), (2.43). После элементарных преобразований и свёртывания рядов получим выражения для нормированных автодинных характеристик фазы $\delta(t, \tau)$, АХА $a_n(t)$, ЧХА $\chi_n(t)$ и ХАД $i_n(t)$ в виде:

$$\begin{aligned} \delta(t, \tau) = & \omega_0 \tau - C_{\text{эКВ}} \sin[\delta(t, \tau) + \theta + \Theta_i(r_n)] - \\ & - K_A Y_{\text{ад}} \tau \sin[\delta(t, \tau) - \psi_1 + \Theta_i(r_n)], \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$a_n(t) = a(t) / a_m = \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1] + K_A Y_{\text{ад}} \sin[\delta(t, \tau) - \psi_1 + \Theta_i(r_n)]. \quad (2.45)$$

$$\chi_n(t) = \chi(t) / \chi_m = -\sin[\delta(t, \tau) + \theta] - K_A Y_{\text{ад}} \sin[\delta(t, \tau) - \psi_1 + \Theta_i(r_n)]. \quad (2.46)$$

$$i_n(t) = i_{\text{см}}(t) / i_m = \cos[\delta(t, \tau) - \psi_0] + K_A Y_{\text{ад}} \sin[\delta(t, \tau) - \psi_1 + \Theta_i(r_n)]. \quad (2.47)$$

где $C_{\text{эКВ}} = C_{\text{ос}} Y_{\text{ад}}$ – эквивалентный параметр внешней обратной связи автодинной системы;

$Y_{\text{ад}} = \sum_{i=0}^l (-1)^i Y_i(r_n)$ – амплитудный множитель автодинной девиации частоты; $r_n = \tau / T_a$ –

параметр нормированного относительно периода T_a автодинного сигнала расстояния до отражающего объекта; K_A – «множитель амплитуды» автодинных характеристик, обусловленный действием отражённого излучения сравнительно большой амплитуды, когда Γ соизмерим с единицей:

$$K_A = \frac{2\pi r_n a_m \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1]}{1 + a_m \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1]}, \quad (2.48)$$

$Y_i(r_n)$, $\Theta_i(r_n)$ – амплитудные коэффициенты рядов и их фазы соответственно:

$$Y_i(r_n) = \frac{(2\pi r_n)^2 \sqrt{4(i+1)^2 + (2\pi r_n)^2}}{2(i+1) \cdot (2i+1)!}, \quad (2.49)$$

$$\Theta_i(r_n) = -\operatorname{arctg} \frac{\pi r_n}{(i+1)}, \quad (2.50)$$

Решение трансцендентного уравнения (2.44) находим методом последовательных приближений. При условии, что эквивалентный параметр внешней обратной связи $C_{\text{эКВ}}$ меньше единицы, данное решение в виде фазовой характеристики автодина (ФХА) $\delta(\tau_n)$ имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n) = & (2\pi\tau_n)_{(0)} - C_{\text{эКВ}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + \theta + \Theta_i(r_n) - \\ & - C_{\text{эКВ}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(2)} + \theta + \Theta_i(r_n)] \dots - C_{\text{эКВ}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \theta + \Theta_i(r_n)] \dots]. \end{aligned} \quad (2.51)$$

Взяв производную от выражения (2.51) по нормированному времени τ_n , учитывая при этом медленность изменения функций $Y_i(r_n)$ и $\Theta_i(r_n)$, получим выражение k -го приближения для нормированной мгновенной разности частот $\Omega_{\text{ан}}(\tau_n)$ между излучёнными и отражёнными колебаниями на внешней нагрузке автодинного генератора:

$$\begin{aligned} \Omega_{\text{ан}}(\tau_n) = & [d\delta(\tau_n)/d\tau_n] / 2\pi = 1 - (C_{\text{эКВ}} / 2\pi) \{ \cos[(2\pi\tau_n)_{(1)} + \theta + \Theta_i(r_n) - \\ & - C_{\text{эКВ}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(2)} + \theta + \Theta_i(r_n)] - \dots - C_{\text{эКВ}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \theta + \Theta_i(r_n)] \dots] \} \times \\ & \times \{ 1 - C_{\text{эКВ}} \cos[(2\pi\tau_n)_{(2)} + \theta + \Theta_i(r_n)] - \dots - C_{\text{эКВ}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \theta + \Theta_i(r_n)] \dots \} \times \dots \\ & \times \{ 1 - C_{\text{эКВ}} \{ \cos[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \theta + \Theta_i(r_n)] \dots \} \}. \end{aligned} \quad (2.52)$$

Еще раз отметим, что из выражений (2.44)–(2.48) видно, что в случае малого сигнала, когда $a_m \ll 1$, а также малых расстояний до объекта $r_n \ll 1$, последними членами выражений (2.44)–(2.47) можно пренебречь. Это означает, что во всех случаях малосигнального анализа АД, когда $a_m \ll 1$, и малых скоростях движения объектов локации, когда $r_n \ll 1$, можно полагать $\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0$. Этот вывод согласуется с полученным выше предварительными результатами анализа выражения (2.42). Такое приближение в математической модели автодинной системы предполагает учёт лишь фазового запаздывания отражённого излучения.

Результаты расчётов ФХА $\delta(\tau_n)$ и мгновенной разности частот (МРЧ) $\Omega_{\text{ан}}(\tau_n) = (1/2\pi)[d\delta(\tau_n)/d\tau_n]$, а также ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$, выполненные с применением математического пакета программ «MathCAD» согласно выражениям (2.44)–(2.46), (2.52) с

учёт (2.51) представлены на рисунке 2.2. Расчёты выполнялись при следующих исходных данных: $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$, $C_{oc} = 0,8$, $I = k = 50$ и для различных нормированных расстояний r_n : $r_n = 0$ (а); $r_n = 0,5$ (б). Для случаев удаляющегося отражателя кривые на рисунке 2.2 отмечены цифрами «1», а для приближающегося – цифрами «2».

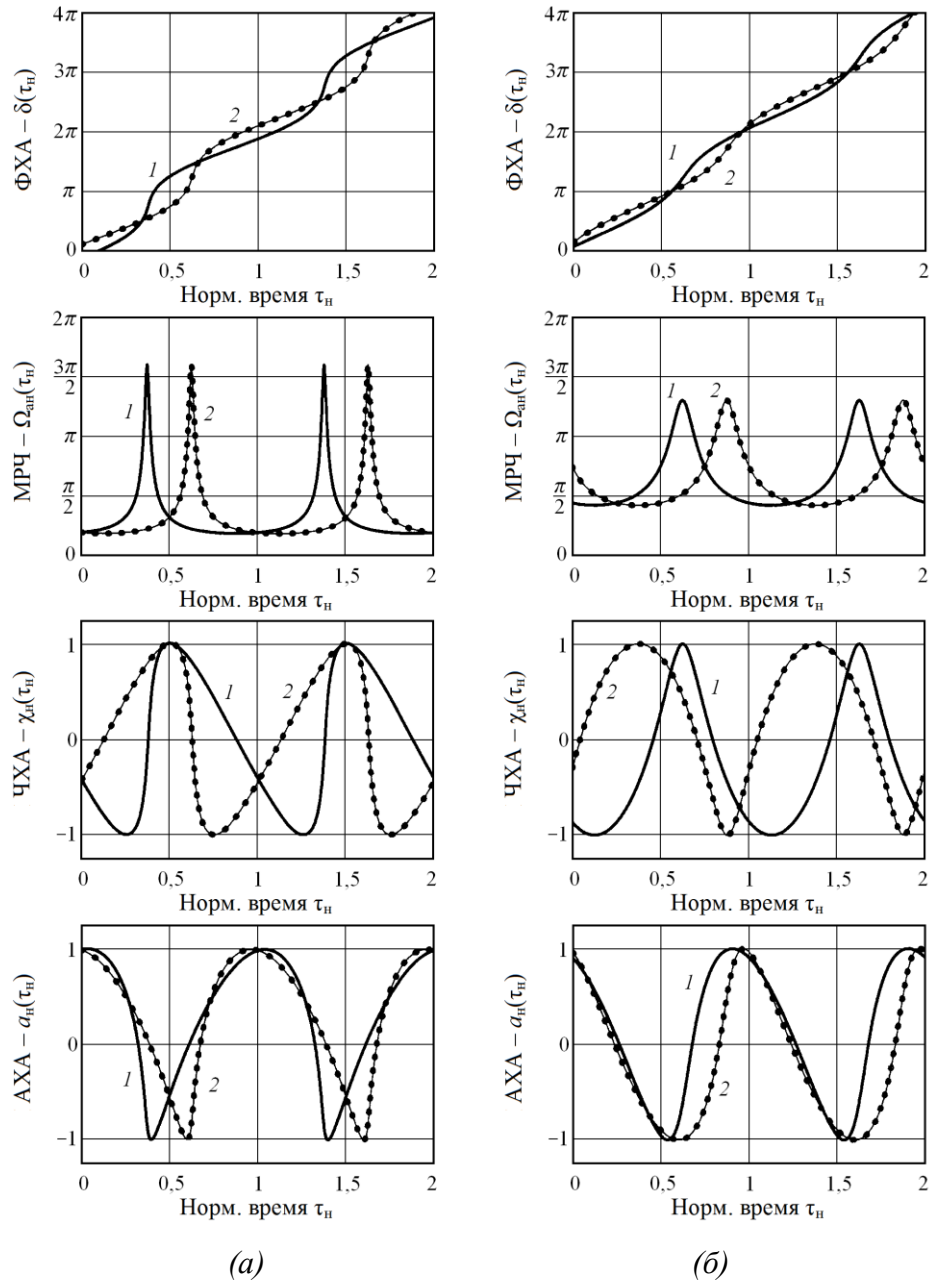


Рисунок 2.2. Графики ФХА $\delta(\tau_n)$ и МРЧ $\Omega_{\text{ан}}(\tau_n)$, а также ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$, рассчитанные для нормированных дальностей $r_n = 0$ (а) и $r_n = 0,5$ (б) для случаев удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта локации.

В дальнейшем при необходимости будем называть отрезки по нормированной дальности r_n , кратные целым числам, соответствующими «рабочими зонами», начиная с первой, где $0 \leq r_n \leq 1$. Отметим также, что принятые в расчётах числа I членов рядов в (2.44)–(2.47), (2.51), (2.52) и

порядка k приближения в (2.51), (2.52) обеспечивают сходимость результатов расчётов в диапазонах значений $r_n \leq 5$ и $C_{oc} \leq 0,98$.

Из анализа выражений (2.44)–(2.52) и представленных на рисунке 2.2,*a* характеристик следует, что в случае малого нормированного расстояния до отражателя, когда $r_n \ll 1$, полученные здесь результаты полностью соответствуют результатам выполненных ранее исследований квазистатическим методом (см. также, например, [58,62,122,146,193]). Особенности формирования автодинного отклика в этих работах рассмотрены лишь в первом приближении, без учёта динамики изменения частоты и амплитуды колебаний, полагая $\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0$ и $\delta(t, \tau) = \omega\tau$. При этом показано, что неравномерность набега фазы $\delta(\tau_n)$ отражённой волны (см. рисунок 2.2,*a*), которая вызывает характерные искажения ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$, обусловлена автодинными изменениями частоты $\chi_n(\tau_n)$. Эти искажения (см. рисунок 2.2,*a*) проявляются в изменениях «наклона волн» автодинных характеристик в зависимости от направления движения отражателя, а также от внутренних параметров генератора [193].

Скорость изменения фазового набега ФХА $\delta(\tau_n)$, характеризующаяся как мгновенная разность частот $\Omega_{ан}(\tau_n)$ излучённого и отражённого колебаний, при этом приобретает осциллирующий характер с формированием «пиков» мгновенной частоты. Высота пиков возрастает с увеличением параметра внешней обратной связи C_{oc} , который, в свою очередь, также зависит от внутренних параметров генератора и уровня отражённого излучения. Следует отметить, что данные осцилляции мгновенной частоты $\Omega_{ан}(\tau_n)$ наблюдаются при сохранении её среднего значения за период автодинного отклика, равного частоте сигнала гомодинной доплеровской СБРЛ.

Переходя снова к анализу графиков рисунка 2.2 отметим, что с увеличением нормированного расстояния r_n вид автодинных характеристик $\chi_n(\tau_n)$ и $a_n(\tau_n)$ существенно отличается степенью их искажений от рассмотренных для предыдущего случая, когда $r_n \ll 1$ (см. рисунки 2.2,*a*). Расчёты характеристик при иных значениях нормированного расстояния r_n показали, что в случае его значений, кратных целому числу m ($r_n = 1, 2, \dots, m$), ЧХА и АХА имеют практически синусоидальный вид, при этом ФХА $\delta(\tau_n)$ является линейной функцией τ_n , а мгновенная разность частот $\Omega_{ан}(\tau_n) = 1$.

Уменьшение степени нелинейности ФХА $\delta(\tau_n)$ и, соответственно, высоты пиков МРЧ $\Omega_{ан}(\tau_n)$ с увеличением дальности r_n указывают на снижение величины эквивалентного

параметра внешней обратной связи $C_{\text{экв}}$ за счёт множителя $Y_{\text{ад}}$. График зависимости величины этого множителя $Y_{\text{ад}}$ от нормированного расстояния $r_{\text{н}}$ представлен кривой 1 на рисунке 2.3. Из графика этого рисунка видно, что с увеличением нормированного расстояния $r_{\text{н}}$ в первой рабочей зоне, где $0 < r_{\text{н}} < 1$, величина эквивалентного параметра $C_{\text{экв}}$ уменьшается более чем в 5 раз. Далее, с увеличением $r_{\text{н}}$, величина асимптотически затухает с небольшими подъёмами в средней части рабочих зон более высокого порядка, где $r_{\text{н}} > 1$. Отсюда следует, что при величине параметра внешней обратной связи C_{oc} , превышающей его граничное значение в несколько раз, в высших рабочих зонах автодинных СБРЛ при высоких скоростях движения отражающих объектов может обеспечиваться устойчивая работа генератора с формированием сигналов практически гармонической формы.

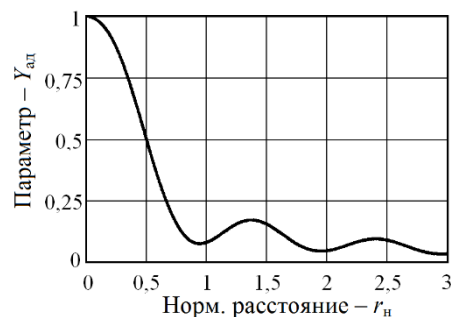


Рисунок 2.3. График зависимости $Y_{\text{ад}}$ от нормированного расстояния $r_{\text{н}}$.

На рисунке 2.4 для такого случая при величине $C_{\text{oc}} = 4$ представлены графики сигнальных характеристик автодина (СХА) ЧХА $\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$ (кривые 1) и АХА $a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$ (кривые 2), рассчитанные для удаляющегося (а) и приближающегося (б) отражателя при относительном расстоянии до отражающего объекта $r_{\text{н}} = 2,5$. Как видно из графиков этого рисунка, несмотря на то, что наблюдаются искажения характеристик, ($C_{\text{экв}} \approx 0,5$), в сигнале отсутствуют скачки и разрывы. При смене направления движения объекта изменяются не только порядок следования пологих и крутых склонов этих характеристик, но и происходит их «переворот» (инверсия). В случае $C_{\text{экв}} \ll 1$ данные характеристики, как обычно, являются гармоническими функциями.

На рисунке 2.5 представлены графики зависимостей относительной величины постоянных составляющих автодинных изменений частоты $\chi_{\text{н}}(0)$ и амплитуды $a_{\text{н}}(0)$ генерации от нормированного расстояния $r_{\text{н}}$ до отражающего объекта, рассчитанные для удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта при $C_{\text{oc}} = 0,8$ и различных вариантах величин γ и ρ . Аналогичные графики, но для зависимостей коэффициентов гармоник нормированных

изменений частоты $K_{Г\chi}$ (а) и амплитуды $K_{Гa}$ (б) колебаний автодинного генератора от относительного расстояния r_n до отражающего объекта, рассчитанные при величинах $\gamma = 1$ и $\rho = -0,2$ представлены на рисунке 2.6. При этом в расчётах коэффициентов гармоник учитывались амплитуды первых десяти гармонических составляющих разложений в ряды Фурье. Кривые 1 построены при величине параметра $C_{oc} = 0,8$, а кривые 2 получены при значении $C_{oc} = 0,4$.

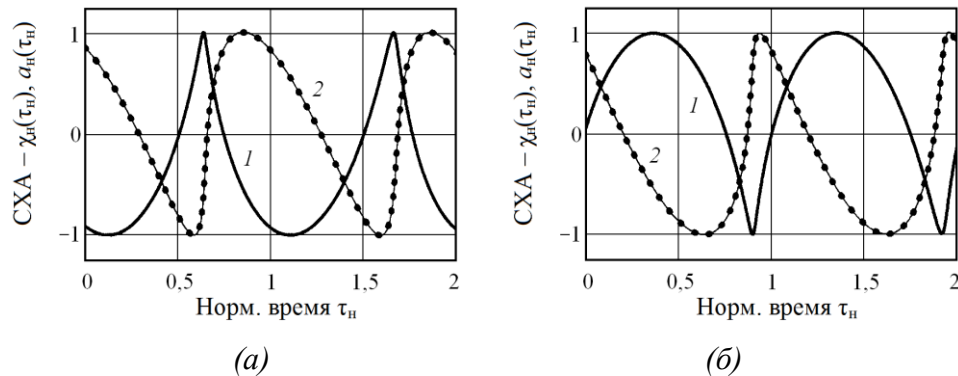


Рисунок 2.4. Графики внешнединамических ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ (кривые 1) и АХА $a_n(\tau_n)$ (кривые 2), рассчитанные для удаляющегося (а) и приближающегося (б) отражателя при нормированном расстоянии до отражающего объекта $r_n = 2,5$.

Расчёты характеристики $\chi_n(0)$ от нормированного расстояния r_n при различных значениях коэффициентов неизохронности γ и неизодромности ρ генератора показали, что её форма не зависит от внутренних параметров генератора (см. рисунок 2.5,а). Данная характеристика является положительной функцией в случае приближающегося объекта, что соответствует положительному доплеровскому смещению, и отрицательной (инвертируется) – при его удалении, когда наблюдается отрицательное доплеровское смещение частоты. Это хорошо видно также из сравнения ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ на рисунке 2.2. При этом связь величины смещения среднего значения частоты $\chi_n(0)$ с величиной доплеровского смещения частоты отсутствует. В случае целых значений нормированной дальности ($r_n = 0, 1, 2, \dots$) постоянная составляющая изменений частоты равна нулю независимо от величины и знака скорости объекта. Максимум смещения среднего значения частоты $\chi_n(\tau_n)$ составляет порядка $\chi_n(0) \simeq \pm 0,28$ от амплитудного значения и находится внутри первой рабочей зоны на расстоянии $r_n \simeq 0,4$.

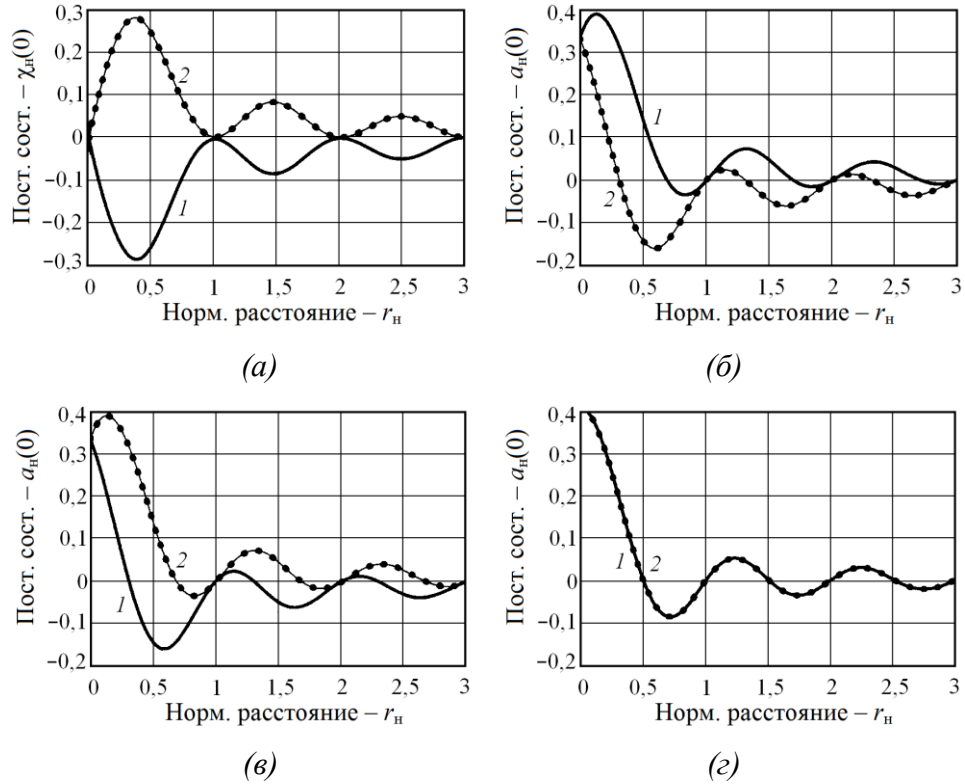


Рисунок 2.5. Графики зависимостей относительной величины постоянных составляющих автодинных изменений частоты $\chi_n(0)$ и амплитуды $a_n(0)$ генерации от относительного расстояния r_n до отражающего объекта, рассчитанные для удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта локации при $C_{oc} = 0,8$ и следующих вариантах величин параметров γ и ρ : $\gamma = 1, \rho = -0,2$ (а); $\gamma = 1, \rho = -0,2$ (б); $\gamma = -1, \rho = 0,2$ (в); $\gamma = \rho = 0$ (г).

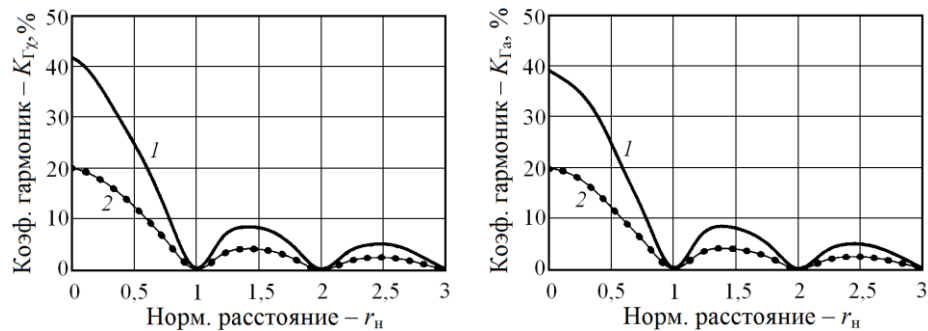


Рисунок 2.6. Графики зависимостей коэффициентов гармоник нормированных изменений частоты $K_{Г\chi}$ и амплитуды $K_{Га}$ колебаний автодинного генератора от относительного расстояния r_n до отражающего объекта, рассчитанные при различных величинах параметра искажений $C_{oc} = 0,8$ (кривые 1) и $C_{oc} = 0,4$ (кривые 2).

Среднее значение относительных автодинных изменений амплитуды $a_n(0)$, как видно из графиков рисунка 2.5,б-г, является в зависимости от нормированного расстояния r_n знакопеременной функцией, единожды изменяющей полярность внутри каждой рабочей зоны. Величина постоянной составляющей $a_n(0)$, а на некоторых интервалах расстояний r_n и её

полярность, для неизохронного ($\gamma \neq 0$) и неизодромного ($\rho \neq 0$) генератора зависит от направления движения отражателя (см. кривые 1 и 2 на рисунке 2.5,б,в). В случае изохронного и изодромного генератора (см. кривые 1 и 2 на рисунке 2.5,г), у которого $\gamma = \rho = 0$, а также в случае целых значений относительной дальности ($r_n = 0, 1, 2, \dots$) такая зависимость от направления движения отражающего объекта отсутствует (см. рисунок 2.5,б-г), поскольку в этих точках автодинные характеристики являются гармоническими.

Ход зависимостей коэффициентов гармоник (см. рисунок 2.6) относительных изменений частоты $K_{\Gamma\chi}$ и амплитуды $K_{\Gamma a}$ колебаний автодинного генератора от нормированного расстояния r_n до отражающего объекта хорошо согласуется с аналогичной зависимостью множителя $Y_{ад}$ параметра внешней обратной связи (см. рис. 2.3). В свою очередь, зависимость этих коэффициентов от величины параметра C_{oc} (см. кривые 1 и 2) согласуется с результатами такого же анализа, но применительно к обычным АД, выполненного в работах [61,62,134]. В точках, где нормированная дальность равна целым числам ($r_n = 0, 1, 2, \dots$), коэффициенты гармоник $K_{\Gamma\chi} = K_{\Gamma a} = 0$.

На первый взгляд полученные результаты кажутся неожиданными. Например, в течение почти трёх десятилетий было известно, что с увеличением времени запаздывания τ и, соответственно, расстояния до отражающего объекта, при неизменном уровне отражённого излучения (гипотетический случай) и связанной с ним величины автодинной девиации частоты $\Delta\omega_{ам} = \Gamma_0 L_a \omega_0$ параметр обратной связи $C_{oc} = \Delta\omega_{ам} \tau$ увеличивается [61,62,134,140,146,152]. В связи с ростом этого параметра в СБРЛ возрастают искажения сигналов, вызывающие проблемы при их обработке. В пределе, как известно, при достижении значения параметра обратной связи единицы, происходит нарушение условий устойчивости системы и на выходе АД формируется нестационарный сигнал со скачкообразными переходами мгновенных значений и потерей его периодичности [240-242]. В таких условиях работоспособность автодинной СБРЛ становится невозможной.

Однако полученные здесь результаты, кажущиеся противоречащими устоявшимся представлениям (см. кривую 1 на рисунке 2.3), имеют объяснимый физический смысл. Для его понимания достаточно обратиться к упрощённой модели процесса взаимодействия автодинного генератора с собственным отражённым излучением, рассмотренной в работах [64,143-145] методом шагов, на примере радиоимпульсного автодина. Из этой модели следует, что с укорочением относительной длительности радиоимпульса (это эквивалентно увеличению нормированного расстояния), число парциальных отражений за время действия радиоимпульса

уменьшается, что ведёт к уменьшению эквивалентного параметра обратной связи и, соответственно, уровня искажений сигнала. При достижении величины этого расстояния единицы ($r_n = 1$), когда воздействие отражённого излучения становится однопарциальным, обеспечивается формирование практически гармонических автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний генератора.

В завершение данного раздела рассмотрим внешнединамические особенности автодинных сигналов в случае сравнительно «сильного» отражённого излучения, когда множитель амплитуды K_A в выражениях (2.44) – (2.47) оказывает существенное влияние на результаты вычислений автодинных характеристик. При этом оговоримся, что в случае большого сигнала, когда относительная величина амплитуды a_m в (2.48) соизмерима с единицей, разработанная математическая модель на основе линеаризованных уравнений (2.10)–(2.12) не совсем корректна. Кроме того, используемая здесь модель воздействия отражённого излучения на генератор также требует своего уточнения [243,244]. Поэтому к полученным ниже результатам на основе разработанной выше модели отнесёмся как к ограниченно применимым, проследив лишь тенденцию влияния динамики изменения амплитудного запаздывания на формирование автодинных характеристик. Для этого выполним расчёты ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$ согласно (2.44)–(2.47) с учётом последних членов в этих выражениях при сравнительно небольшой величине $a_m = 0,2$.

Как видно из выражений (2.44)–(2.48), множитель амплитуды K_A вызывает амплитудную модуляцию с доплеровской частотой всех составляющих автодинного отклика (2.44)–(2.47), подобно автодинам с амплитудной модуляцией [65]. Кроме того, при изменении нормированного расстояния r_n он вызывает также модуляцию эквивалентного параметра внешней обратной связи $C_{\text{экв}}$ за счёт вариаций сомножителя $Y_{\text{ад}}$ (см. рис. 2.3). Данная модуляция и её фазовое смещение на угол ψ_1 являются причиной дополнительных искажений ЧХА и АХА (см. рисунок 2.7) и, соответственно, появление дополнительных смещений постоянных составляющих автодинных изменений частоты $\chi_n(0)$ и амплитуды $a_n(0)$ (см. рисунок 2.8), что хорошо видно из сравнения их с графиками рисунка 2.5, а и б.

Полученные результаты исследований внешнединамических характеристик АД для случая, когда период автодинного отклика соизмерим или даже меньше времени запаздывания отражённого излучения, показали, что уровень искажения автодинных сигналов при гипотетическом сохранении амплитуды отражённой волны уменьшается с увеличением дальности до отражающего объекта. При этом анализ автодинного отклика СВЧ генераторов в

подавляющем большинстве случаев можно вести в квазистатическом приближении, если инерционность изменений амплитуды колебаний значительно меньше периода автодинного отклика: $\tau_a \ll T_a$. Однако в случае нарушения данного неравенства при расчётах автодинных динамических параметров и характеристик необходимо учитывать внутреннюю инерционность автодинной системы.

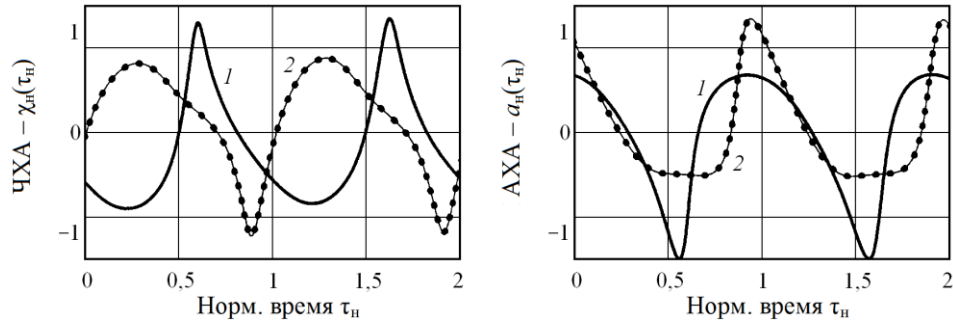


Рисунок 2.7. Графики внешнединамических ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$, рассчитанные для нормированной дальности $r_n = 0,5$ для случаев «сильного» сигнала ($a_m = 0,2$) и удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта.

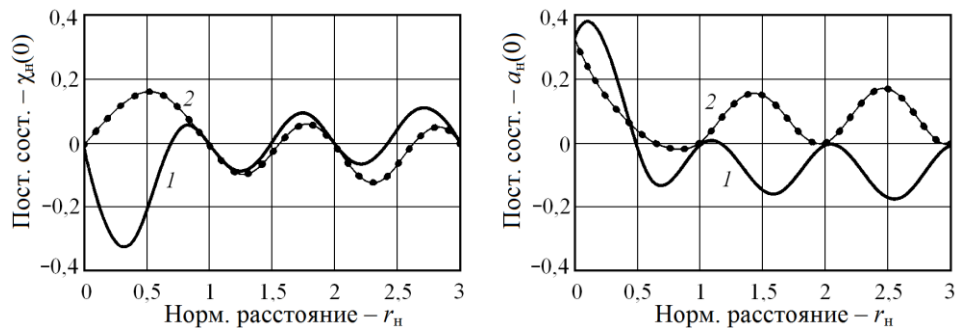


Рисунок 2.8. Графики зависимостей относительной величины постоянных составляющих автодинных изменений частоты $\chi_n(0)$ и амплитуды $a_n(0)$ генерации от относительного расстояния r_n до отражающего объекта, рассчитанные для случая сильного сигнала ($a_m = 0,2$) для удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта при следующих значениях: $C_{oc} = 0,8$, $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$.

2.5. Частотная зависимость основных параметров автодинов

При решении большого числа практических задач ближней радиолокации АД работают в режиме малого сигнала, когда параметр внешней обратной связи $C_{oc} \ll 1$. Тогда при движении объекта локации с постоянной радиальной скоростью V_p фаза коэффициента отражения изменяется во времени практически по линейному закону: $\delta(t, \tau) = \Omega_d t$. Для таких условий и при «малом» расстоянии до отражающего объекта, когда $T_a \gg \tau$, в (2.10) и (2.11), согласно результатам выполненных выше исследований, можно положить $\Gamma(\tau, t) = \Gamma_0$, $\delta(t, \tau) \equiv \delta(t) = \Omega_d t$.

Решение полученной системы уравнений для автодинных изменений амплитуды $a(t)$ и частоты $\chi(t)$ колебаний и тока $i_{cm}(t)$ смещения АЭ получим в виде:

$$a(t) = \Gamma_0 K_a K_{a\Omega} \cos(\Omega_d t - \psi_{1\Omega}), \quad (2.53)$$

$$\chi(t) = -\Gamma_0 L_a L_{a\Omega} \sin(\Omega_d t + \theta_\Omega), \quad (2.54)$$

$$i_{cm}(t) = \Gamma_0 K_0 K_{0\Omega} \cos(\Omega_d t - \psi_{0\Omega}), \quad (2.55)$$

где $K_{a\Omega}$, $L_{a\Omega}$, $K_{0\Omega}$ – нормированные относительно собственных значений при $\Omega_d = 0$ частотнозависимые составляющие коэффициентов автодинного усиления, девиации частоты и автодетектирования соответственно:

$$K_{a\Omega} = \frac{1 - \rho\Omega_H}{\sqrt{1 + \rho^2 (1 + \Omega_H^2) \cos\psi_{1\Omega}}}, \quad (2.56)$$

$$L_{a\Omega} = \frac{1 + \gamma\Omega_H + (1 - \gamma\rho)\Omega_H^2}{\sqrt{1 + \gamma^2 (1 + \Omega_H^2) \cos\theta_\Omega}}, \quad (2.57)$$

$$K_{0\Omega} = \frac{(1 - \rho\Omega_H)}{\sqrt{1 + \kappa_{cm}^2 (1 + \Omega_H^2) \cos\psi_{0\Omega}}}; \quad (2.58)$$

$\psi_{1\Omega}$, θ_Ω , $\psi_{0\Omega}$ – частотно-зависимые углы фазового смещения автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний генератора, а также сигнала автодетектирования соответственно:

$$\psi_{1\Omega} = \arctg \frac{(\rho + \Omega_H)}{(1 - \rho\Omega_H)}; \quad (2.59)$$

$$\theta_\Omega = \arctg \frac{\gamma(1 - \rho\Omega_H)}{1 + \gamma\Omega_H + (1 - \gamma\rho)\Omega_H^2}; \quad (2.60)$$

$$\psi_{0\Omega} = \arctg \frac{\rho - \kappa_{чд} + (1 - \kappa_{чд}\gamma)\Omega_H - \kappa_{чд}(1 - \gamma\rho)\Omega_H^2}{(1 - \kappa_{чд}\gamma)(1 - \rho\Omega_H)}; \quad (2.61)$$

$\Omega_H = \Omega_d \tau_a$ – нормированная частота автодинного отклика.

Из полученных выражений (2.53)–(2.61) видно, что внутренние параметры генератора, такие как коэффициенты неизохронности и неизодромности, а также частотного детектирования оказывают существенное влияние на частотные зависимости автодинных характеристик. Здесь, как и в [195,198,211], рассмотрим влияния внутренних параметров на эти характеристики в более общем случае «быстрого» относительного перемещения объекта локации и СБРЛ. В этом случае на формирование автодинного отклика СВЧ генераторов, как видно из выражений (2.53)–(2.61), оказывает влияние величина постоянной времени (2.14) автодинного отклика τ_a , которая, в свою очередь, также зависит от внутренних параметров генератора.

Полученные выражения для параметров (2.56)–(2.61) автодинных характеристик имеют достаточно сложный вид, поэтому их анализ выполним с привлечением численных методов. На рисунках 2.9–2.11 представлены результаты расчётов частотных зависимостей автодинных параметров и углов их фазового смещения, выполненных по этим формулам при различных значениях коэффициентов γ , ρ и $\kappa_{\text{чд}}$.

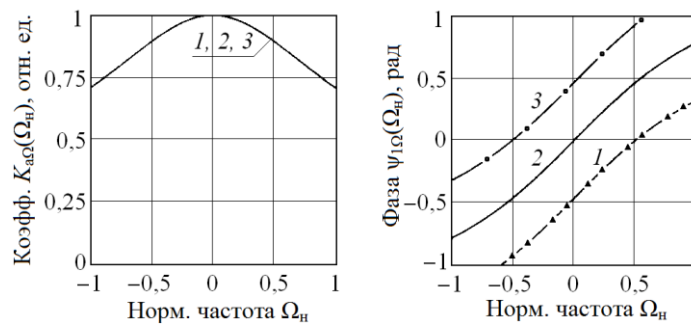


Рисунок 2.9. Графики частотных зависимостей коэффициентов автодинного усиления $K_{a\Omega}$ и угла фазового смещения $\psi_{1\Omega}$, рассчитанные при $\gamma=1$ и различных значениях коэффициента неизодромности ρ : $\rho = -0,5$ (кривые 1); $\rho = 0$ (кривые 2); $\rho = 0,5$ (кривые 3).

Из графиков рисунка 2.9 видно, что частотная зависимость нормированного коэффициента автодинного усиления $K_{a\Omega}$, обусловленная инерционностью изменений амплитуды колебаний, является симметричной функцией относительно $\Omega_d = 0$. Вид её напоминает амплитудно-частотную характеристику колебательного контура и не зависит от величин коэффициентов γ и ρ . Зависимость $K_{a\Omega}$ от величин этих коэффициентов прослеживается лишь в абсолютных значениях частоты автодинного отклика Ω_d . При этом угол фазового смещения характеристики $\psi_{1\Omega}$ определяется только неизодромностью генератора ($\rho \neq 0$), вызывающей её смещение по оси ординат.

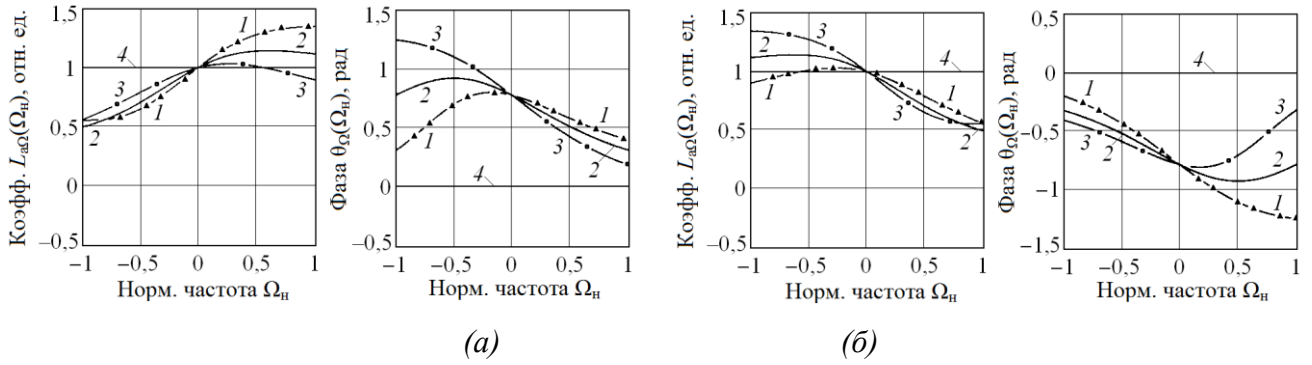


Рисунок 2.10. Графики частотных зависимостей нормированных коэффициентов девиации частоты $L_{a\Omega}$ и углов фазового смещения θ_{Ω} , рассчитанные при $\gamma = 1$ (а) и $\gamma = -1$ (б) и различных значениях коэффициента неизодромности ρ : $\rho = -0,5$ (кривые 1); $\rho = 0$ (кривые 2); $\rho = 0,5$ (кривые 3), при этом кривые 4 получены при величине $\gamma = 0$.

Из анализа выражения (2.56) следует, что если период $2\pi / \Omega_d < \tau_a$, то величина амплитуды автодинного сигнала $a(t)$ резко уменьшается, поскольку автодин не успевает реагировать на быстрое изменение фазы $\delta(t, \tau)$. Из (2.56) при условии $K_{a\Omega} = 1/2^{1/2}$ находим граничное значение частоты автодинного сигнала:

$$\Omega_{гр} = \frac{1}{\tau_a} = \frac{\alpha_{11}\omega_0(1-\gamma\rho)}{Q_n} = \frac{\omega_0\sqrt{1+\rho^2}}{K_a Q_{вн}}. \quad (2.62)$$

Отсюда, учитывая формулу для частоты Доплера Ω_d , получим ограничение на скорость движения отражающего объекта: $V \leq V_{гр}$, где

$$V_{гр} = \frac{c\alpha_{11}(1-\gamma\rho)}{2Q_n} = \frac{c\sqrt{1+\rho^2}}{2K_a Q_{вн}}. \quad (2.63)$$

Полученная граничная скорость $V_{гр}$, как видно из (2.63), не зависит от частоты автоколебаний ω_0 , а определяется внутренними параметрами автодинного генератора: прочностью предельного цикла α_{11} , нагруженной добротностью Q_n , коэффициентами γ и ρ (в первой формуле) или внешней добротностью $Q_{вн}$, коэффициентами автодинного усиления K_a и неизодромности ρ (во второй формуле). Поэтому при выборе типа генератора и его параметров для АСБРЛ необходимо учитывать отмеченные здесь факторы.

В отличие от частотной зависимости $K_{a\Omega}$, зависимость $L_{a\Omega}$ (см. рисунок 2.10) при условии $\gamma \neq 0$ не является симметричной функцией относительно $\Omega_d = 0$, а имеет в окрестности нуля дисперсионную форму. Вид этой функции в значительной степени определяется величиной и знаком коэффициентов неизохронности γ и неизодромности ρ . При смене знака при

коэффициенте γ , как видно из сравнения соответствующих кривых рисунков 2.10, *a* и *б*, кривые $L_{a\Omega}$ на графиках в окрестности значений $\Omega_d = 0$ также меняют знак производной. При этом кривые θ_Ω поворачиваются на угол примерно π относительно начала координат, как точки центральной симметрии. Крутизна S_Ω дисперсионной зависимости $L_{a\Omega}$ в окрестности частоты $\Omega_d = 0$, как следует из анализа выражения: $S_{\Omega=0} = dL_{a\Omega}/d\Omega_H = \gamma(1-\gamma\rho)/(1+\gamma^2)$, имеет наибольшее значение при величинах $\gamma = \pm 1$. Такой же результат получен в работах [62,140,177] для случая неизохронного генератора. При этом неизодромность генератора увеличивает производную S_Ω при условии различия знаков при коэффициентах γ и ρ . При других значениях коэффициента γ эффект частотной дисперсии проявляется в меньшей степени и в случае изохронного генератора ($\gamma = 0$) он полностью отсутствует, а фазовый сдвиг $\theta_\Omega = 0$ (см. кривые 4 на рисунке 2.10).

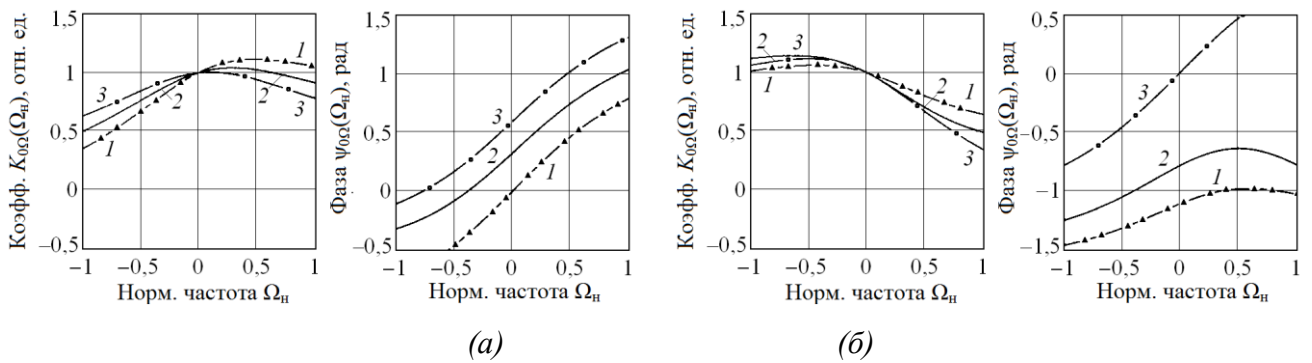


Рисунок 2.11. Графики частотных зависимостей нормированных коэффициентов автодетектирования $K_{0\Omega}$ и углов фазового смещения $\psi_{0\Omega}$, рассчитанные при различных значениях коэффициентов γ , $\kappa_{чд}$: $\gamma = 1$, $\kappa_{чд} = -0,5$ (а); $\gamma = 1$, $\kappa_{чд} = 0,5$ (б) и коэффициента неизодромности ρ : $\rho = -0,5$ (кривые 1); $\rho = 0$ (кривые 2); $\rho = 0,5$ (кривые 3).

Из анализа исходных полученных выражений (2.53)–(2.55) следует, что на величину автодинной девиации частоты оказывает влияние два основных фактора. Первый и определяющий связан с воздействием отражённого излучения. Второй обусловлен преобразованием автодинных изменений амплитуды $a(t)$ в изменения частоты колебаний вследствие неизохронности генератора. В случае синфазного сложения этих факторов при увеличении частоты Ω_H одного знака автодинная девиация возрастает; в противном случае противофазного сложения при увеличении частоты Ω_H другого знака она уменьшается. В этом состоит физический смысл явления частотной дисперсии автодинной девиации частоты, который был установлен для неизохронных генераторов в работе [177]. В рассматриваемом случае неизодромного генератора ($\rho \neq 0$) составляющая, обусловленная его неизохронностью,

определяется ещё одним, дополнительным фактором, который обусловлен наличием обсуждавшейся выше внутренней «обратной связи» в генераторе.

Характеристики $K_{0\Omega}$ и $\psi_{0\Omega}$ на рисунке 2.11 отражают результат амплитудно-фазового сложения выделенного в цепи смещения АЭ отклика (2.53) по изменениям амплитуды $a(t)$ и детектирования отклика (2.54) по изменениям частоты $\chi(t)$, что видно из выражения (2.55). Поэтому частотная зависимость $K_{0\Omega}$ в общем случае также имеет некоторую асимметрию характеристики, которая обусловлена явлением частотного детектирования ($\kappa_{\text{чд}} \neq 0$). Фазовое смещение $\psi_{0\Omega}$ автодинного отклика также имеет сложную зависимость от частоты $\Omega_{\text{н}}$, причём при разных знаках коэффициентов γ и $\kappa_{\text{чд}}$ зависимости $\psi_{0\Omega}$ (см. рисунок 2.11, а и б) подобны характеристикам $\psi_{1\Omega}$ (см. рисунок 2.9).

Отличия их состоят в наличии дополнительных фазовых смещений по оси ординат за счёт частотного детектирования. В случае разных знаков коэффициентов γ и $\kappa_{\text{чд}}$ эти характеристики имеют ещё более сложный вид, который определяется в сильной степени величиной коэффициента ρ (см. рисунок 2.11, б). Естественно, при отсутствии у генератора явления частотного детектирования ($\kappa_{\text{чд}} = 0$) характеристики $K_{0\Omega}$ и $\psi_{0\Omega}$ совпадают с характеристиками $K_{\text{а}\Omega}$ и $\psi_{1\Omega}$ соответственно.

2.6. Метод приближенного учета внутренней инерционности автодина при

расчете автодинных характеристик

Выше было показано, что основные параметры, такие как коэффициенты автодинного усиления и девиации частоты, а также автодетектирования АД в общем случае являются зависимыми от скорости движения отражающих объектов. В настоящем разделе рассмотрим влияние выявленных частотных зависимостей основных параметров АД на особенности формирования автодинных характеристик [212]. При этом особый интерес представляет область значений: $-0,2 \leq \Omega_{\text{н}} \leq 0,2$, где в наибольшей степени проявляется частотная дисперсия автодинной девиации частоты $L_{\text{а}\Omega}$, а влиянием частотных зависимостей коэффициентов $K_{0\Omega}$ и $K_{\text{а}\Omega}$ на уровень высших гармоник автодинного сигнала можно пренебречь, поскольку с увеличением номера гармоники их уровень спадает достаточно быстро. Тогда для расчёта автодинных характеристик, учитывающих их искажения, в выражениях (2.53)–(2.55) используем искусственный приём. Вместо линейной зависимости фазы $\delta(t, \tau) = \Omega_{\text{д}} t$ коэффициента отражения в эти выражения подставим из (2.7) выражение для фазы $\delta(t, \tau)$ нулевого

приближения, то есть $\delta(t, \tau) = \omega\tau$. Тогда, исходя из (2.53)–(2.55), выражения для нормированных (относительно случая, когда $\Omega_{\text{н}} = 0$) ФХА $\delta(\tau_{\text{н}})$, ЧХА $\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$, АХА $a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$ и ХАД $i_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$ с учётом (2.59) – (2.61) запишем в виде:

$$\delta(\tau_{\text{н}}) = 2\pi\tau_{\text{н}} - C_{\text{oc}\Omega} \sin[\delta(\tau_{\text{н}}) + \theta_{\Omega}], \quad (2.64)$$

$$\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}) = -L_{\text{a}\Omega} \sin[\delta(\tau_{\text{н}}) + \theta_{\Omega}], \quad (2.65)$$

$$a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}) = K_{\text{a}\Omega} \cos[\delta(\tau_{\text{н}}) - \psi_{1\Omega}], \quad (2.66)$$

$$i_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}) = K_{0\Omega} \cos[\delta(\tau_{\text{н}}) - \psi_{0\Omega}], \quad (2.67)$$

где $C_{\text{oc}\Omega} = C_{\text{oc}} L_{\text{a}\Omega}$ – частотозависимый от величины $\Omega_{\text{д}}$ параметр внешней обратной связи АД.

Решение уравнения (2.64) k -го приближения при условии $C_{\text{oc}\Omega} < 1$ имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(\tau_{\text{н}}) = & (2\pi\tau_{\text{н}})_{(0)} - C_{\text{oc}\Omega} \sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(1)} + \theta_{\Omega} - C_{\text{oc}\Omega} \sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(2)} + \theta_{\Omega} - \dots \\ & - C_{\text{oc}\Omega} \sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(k)} + \theta_{\Omega}] \dots]. \end{aligned} \quad (2.68)$$

На рисунке 2.12 представлены рассчитанные согласно выражениям (2.65) – (2.67) с учётом (2.68) с помощью математического пакета программ «MathCAD» ФХА $\delta(\tau_{\text{н}})$ и МРЧ $\Omega_{\text{ан}}(\tau_{\text{н}}) = (1/2\pi)[d\delta(\tau_{\text{н}})/d\tau_{\text{н}}]$, а также ЧХА $\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$ и АХА $a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$ для случаев приближающегося ($\Omega_{\text{н}} = 0,2$) и удаляющегося ($\Omega_{\text{н}} = -0,2$) объекта локации. Влияние частотной дисперсии автодинной девиации частоты, как видно из (2.68), в наибольшей степени проявляется при больших значениях параметра C_{oc} . Поэтому вычисления характеристик выполнены при величине $C_{\text{oc}} = 0,8$. Для случая приближающегося отражателя графики отмечены цифрами «1», а для удаляющегося – цифрами «2».

Из анализа полученных характеристик следует, что в пределах каждого периода автодинного отклика неравномерность набега фазы $\delta(\tau_{\text{н}})$ отражённой волны (см. рисунок 2.12), вызванная автодинными изменениями частоты $\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$, зависит от направления движения отражателя. Это связано, как видно из графиков для АХА и ЧХА, с различием порядка следования «пологих» и «крутых» участков «волн» автодинного отклика и величины девиации частоты. Например, в случае приближающегося объекта девиация частоты при $\Omega_{\text{н}} = 0,2$ на 13,7 % больше, чем в случае квазистатического изменения $\tau_{\text{н}}$ ($\Omega_{\text{н}} = 0$). Тогда как в случае быстро удаляющегося отражателя ($\Omega_{\text{н}} = -0,2$) девиация относительно случая, когда $\Omega_{\text{н}} = 0$, уменьшается на 15,4 %. Поэтому в первом случае параметр внешней обратной связи имеет величину $C_{\text{oc}\Omega} = 0,9$, а во втором – $C_{\text{oc}\Omega} = 0,67$. Соответствующие этим случаям АХА $a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$ (см. рисунок 2.12) также заметно отличаются степенью искажений («наклоном волн вправо-влево»)

и углами фазового смещения этих характеристик. Например, для случаев приближающегося (удаляющегося) объекта получаем следующие коэффициенты гармоник: для ЧХА $K_{Г\chi} = 47,5$ (34,7) % и $K_{Гa} \approx 41,5$ (33) % для АХА.

Скорость изменения фазового набега, характеризующаяся как МРЧ $\Omega_{ан}(\tau_n)$ (см. рисунок 2.12) излучённого и отражённого колебаний, при этом приобретает осциллирующий характер с формированием «пиков» мгновенной частоты, как и в случае квазистатических изменений τ_n . Однако величины пиков осцилляций МРЧ $\Omega_{ан}(\tau_n)$ в случаях удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта значительно отличаются. Отметим, что данные осцилляции МРЧ $\Omega_{ан}(\tau_n)$, как и в случае квазистатических изменений величины τ_n наблюдаются при сохранении её среднего значения, равного частоте сигнала гомодинной доплеровской СБРЛ [193].

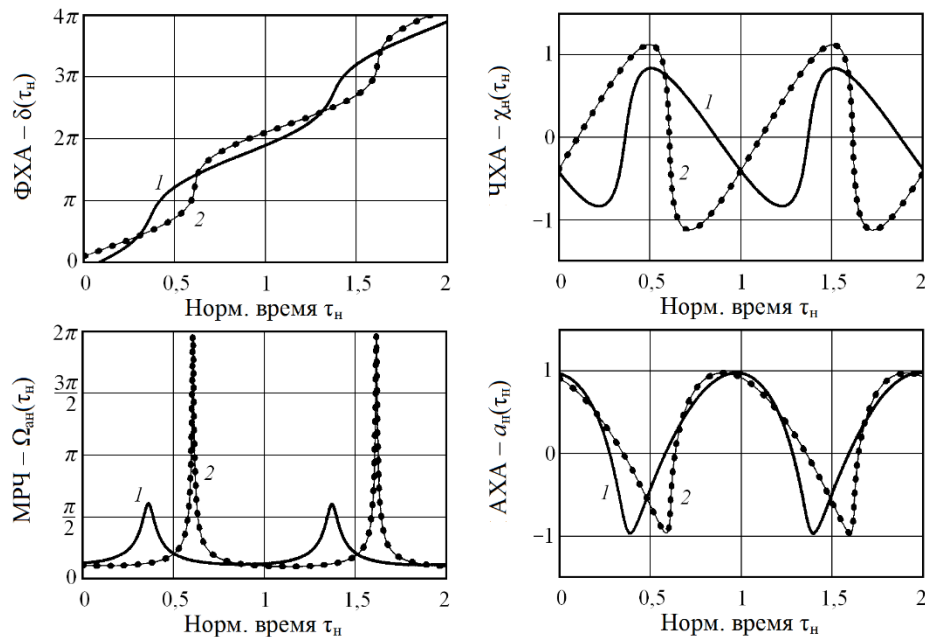


Рисунок 2.12. ФХА $\delta(\tau_n)$ и МРЧ $\Omega_{ан}(\tau_n)$, ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$, полученные при $C_{ос} = 0,8$; $\gamma = 1$; $\rho = -0,2$; $k = 50$; $\Omega_n = \pm 0,2$; $\kappa_{чд} = -0,5$, рассчитанные для удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта локации.

Таким образом, из результатов проведенного анализа следует, что инерционность автодинных изменений амплитуды колебаний при «высоких» скоростях движения отражателя оказывает своё влияние на формирование всех компонентов автодинного отклика. Причём эта инерционность у неизохронных СВЧ генераторов является причиной зависимости степени искажений сигналов не только от величины скорости движения отражающего объекта, но и от направления его движения.

2.7. Применение квазистатического метода А.Н. Малахова для расчета автодинных характеристик с учётом внутренней инерционности генератора

В настоящем разделе предложена методика квазистатического расчёта автодинного отклика с учётом членов более высокого порядка приближения, которая значительно расширяет частотный диапазон применимости этого метода. Кроме того, дана оценка погрешности расчёта автодинных характеристик при использовании квазистатического метода и выполнены сравнительные расчёты автодинного отклика для случаев применения нулевого и десятого приближений.

На рисунке 2.13 представлены результаты расчётов, выполненных с помощью математического пакета программ MathCAD по формулам (2.56), (2.57), в виде графиков частотных зависимостей коэффициентов автодинного усиления $K_{a\Omega}$ и автодинной девиации частоты $L_{a\Omega}$ при величинах $\gamma = 1$ и $\rho = -0,2$ (см. кривые 1).

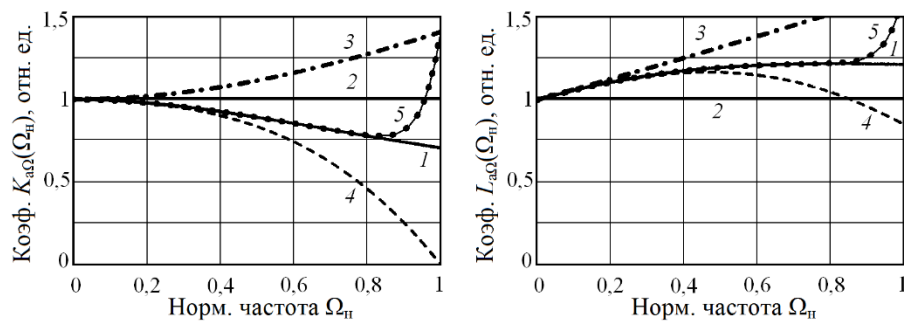


Рисунок 2.13. Графики частотных зависимостей коэффициентов автодинного усиления $K_{a\Omega}$ и девиации частоты $L_{a\Omega}$.

Графики на рисунке 2.13 построены для положительных значений частоты Доплера. Отметим, что решения для автодинного отклика (2.25) квазистатическим методом, как он обычно используется, не дают частотной зависимости коэффициентов автодинного усиления и девиации частоты (см. линии 2). Из сравнения кривых 1 и 2 видно, что с увеличением частоты Ω_n графики всё более расходятся. Отсюда следует очевидный вывод, что с увеличением скорости движения отражающего объекта погрешность квазистатического метода возрастает.

В теории автоколебательных систем известен более точный метод нахождения квазистатического решения дифференциальных уравнений, учитывающий инерционность генератора и динамику изменения функции воздействия (см. [239], стр. 642). Этот метод (назовем его методом А.Н. Малахова) основан на внесении динамической «поправки» в получаемое решение. Для оценки применимости этого метода для квазистатического анализа автодинов

рассмотрим общее решение уравнения (2.10), полагая, как и ранее, линейность изменения фазы $\delta(t, \tau)$: $\delta(t, \tau) = \Omega_d t$. Решение N -го приближения для нормированных автодинных изменений амплитуды $a_n(t)$ имеет вид:

$$a_n(t) = K_{a\Omega}^{(N)} \cos(\Omega_d t - \psi_1 - \psi_{1\Omega}), \quad (2.69)$$

где $K_{a\Omega}^{(N)}$ – зависящая от частоты Ω_n характеристика максимальных изменений амплитуды колебаний:

$$K_{a\Omega}^{(N)} = \sqrt{1 + \Omega_n^2} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n \Omega_n^{2n}, \quad (2.70)$$

$\psi_{1\Omega} = \arctg \Omega_n$ – угол фазового сдвига.

После подстановки (2.69) в (2.11) и последующей нормировки получим решение для автодинных изменений частоты $\chi_n(t)$:

$$\chi_n(t) = -L_{a\Omega}^{(N)} \sin[\Omega_d t + \Theta_{\Omega}^{(N)}], \quad (2.71)$$

где $L_{a\Omega}^{(N)}$ – частотнозависимая характеристика максимальных автодинных изменений частоты колебаний N -го приближения:

$$L_{a\Omega}^{(N)} = [(X_1^2 + X_2^2) / (1 + \gamma^2)]^{1/2}; \quad (2.72)$$

$$X_1 = 1 - \gamma\rho + \gamma(\rho + \Omega_n) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n \Omega_n^{2n}, \quad X_2 = \gamma(1 - \rho\Omega_n) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n \Omega_n^{2n} \quad - \quad \text{ортогональные}$$

составляющие изменений частоты, $\Theta_{\Omega}^{(N)} = \arctg(X_2 / X_1)$ – угол фазового смещения этих изменений.

Необходимо отметить, что нулевому приближению в данном методе соответствует случай рассмотренных выше квазистатических характеристик (2.25), у которых зависимость $K_{a\Omega} = K_{a\Omega}^{(0)}$ и $L_{a\Omega} = L_{a\Omega}^{(0)}$ от частоты Ω_n отсутствует (см. на рисунке 2.13 кривые 2). Результаты расчётов этих характеристик для первого ($N = 1$), второго ($N = 2$) и для десятого ($N = 10$) приближений при величинах $\gamma = 1$ и $\rho = -0,2$, выполненных по формулам (2.70), (2.72), представлены на рисунке 2.13 кривыми 3, 4 и 5 соответственно. Из этих характеристик видно, что с увеличением порядка приближения квазистатические зависимости (см. кривые 2 – 5) всё в большей степени приближаются к динамическим характеристикам $K_{a\Omega}$ и L_{Ω} (см. кривые 1).

Степень расхождения квазистатических $K_{a\Omega}^{(N)}$, $L_{\Omega}^{(N)}$ и динамических характеристик $K_{a\Omega}$, L_{Ω} определим как относительные погрешности квазистатической модели АД для изменений амплитуды σ_a и частоты σ_{χ} , соответственно:

$$\sigma_a = |K_{a\Omega} - K_{a\Omega}^{(N)}| / K_{a\Omega}, \quad \sigma_\chi = |L_{a\Omega} - L_{a\Omega}^{(N)}| / L_{a\Omega}. \quad (2.73)$$

Результаты расчётов частотных зависимостей этих погрешностей $\sigma_a \equiv \sigma_a(\Omega_n)$ и $\sigma_\chi \equiv \sigma_\chi(\Omega_n)$, выраженных в процентах, полученные при тех же величинах коэффициентов γ и ρ , представлены на рисунке 2.14. Кривые 1 соответствуют случаю нулевого приближения, при этом в формулах (2.73) полагалось: $K_{a\Omega}^{(N)} = L_{a\Omega}^{(N)} = 1$. Кривые 2 и 3 рассчитаны для случаев первого ($N = 1$) и второго ($N = 2$) приближения соответственно. Кривые 4 рассчитаны для приближения 10-го порядка.

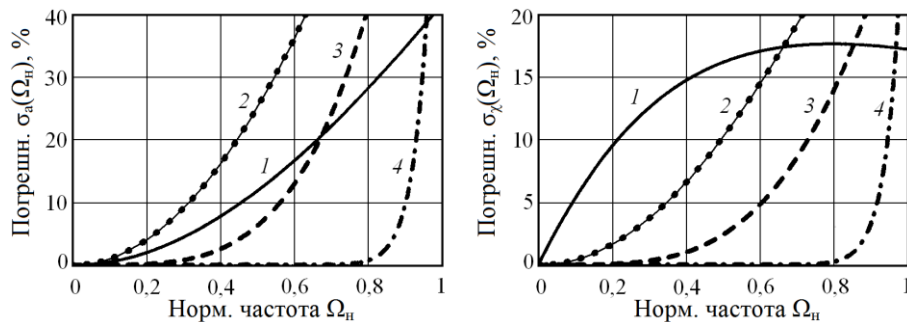


Рисунок 2.14. Графики частотных зависимостей погрешностей квазистатического представления автодинных изменений амплитуды σ_a и частоты σ_χ колебаний СВЧ генератора

Из графиков рисунка 2.14 видно, что погрешность квазистатического метода нулевого приближения для характеристики $\sigma_a(\Omega)$ плавно возрастает с увеличением частоты Ω_n и достигает значения порядка 40% на граничной частоте $\Omega_n = 1$ (см. кривую 1). При этом кривая 1 для величины $\sigma_\chi(\Omega)$ подобна характеристике насыщения, которая быстро возрастает при малых значениях Ω_n и достигает своего плато порядка 18% в области частот выше значения $0,6 \Omega_n$. Из этих характеристик следует, что приемлемая в инженерных расчётах погрешность величиной до 10% обеспечивается при анализе АХА $a_n(t)$ в диапазоне частот $|\Omega_n| < 0,43 \Omega_{гр}$, а ЧХА $\chi_n(t)$ – в диапазоне $|\Omega_n| < 0,21 \Omega_{гр}$.

Применение более высоких порядков приближения, как видно из хода кривых 3 и 4 (см. рисунок 2.14), существенно расширяет частотный диапазон применимости квазистатического метода расчёта автодинных сигналов при сохранении прежней точности вычислений. Исключение составляет приближение первого порядка ($N = 1$) при расчёте автодинных изменений амплитуды $K_{a\Omega}$, у которого погрешность вычислений с частотой Ω_n растёт быстрее, чем в нулевом приближении (см. кривую 2 для характеристик $\sigma_a(\Omega)$).

Для получения окончательных выражений для квазистатического расчёта автодинного

отклика N -го приближения с учётом искажений, заменим в выражениях (2.69) и (2.71) произведение $\Omega_d t$ на фазу $\delta(t, \tau)$ из (2.68). В результате получим выражения для АХА $a_n(\tau_n)$, ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и фазовой характеристики $\delta(\tau_n)$ (ФХА) в виде:

$$a_n(\tau_n) = K_{a\Omega}^{(N)} \cos[\delta(\tau_n) - \psi_1 - \psi_{1\Omega}], \quad (2.74)$$

$$\chi_n(\tau_n) = -L_{a\Omega}^{(N)} \sin[\delta(\tau_n) + \theta_{\Omega}^{(N)}], \quad (2.75)$$

$$\delta(\tau_n) = 2\pi\tau_n - C_{oc\Omega}^{(N)} \sin[\delta(\tau_n) + \theta_{\Omega}^{(N)}]; \quad (2.76)$$

где $C_{oc\Omega}^{(N)} = C_{oc} L_{a\Omega}^{(N)}$ – параметр внешней обратной связи АД N -го приближения, который в отличие известного параметра C_{oc} , действительного для нулевого приближения, в данном случае является зависимым от частоты сигнала Ω_n и порядка приближения N . При условии $C_{oc\Omega}^{(N)} < 1$ и использовании метода последовательных приближений решение трансцендентного уравнения (2.76) имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n) = & (2\pi\tau_n)_{(0)} - C_{oc\Omega}^{(N)} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + \theta_{\Omega}^{(N)} - C_{oc\Omega}^{(N)} \sin[(2\pi\tau_n)_{(2)} + \theta_{\Omega}^{(N)} - \dots \\ & - C_{oc\Omega}^{(N)} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \theta_{\Omega}^{(N)}] \dots]. \end{aligned} \quad (2.77)$$

Очевидно, что при условии $C_{oc\Omega}^{(N)} \ll 1$, когда уровень отражённого излучения достаточно мал, влияние высших членов приближения в (2.77) на линейность изменения фазы $\delta(\tau_n) = (2\pi\tau_n)_{(0)}$ пренебрежимо мало. В таком случае характеристики, описываемые выражениями (2.74), (2.75) являются гармоническими, как и у систем гомодинного типа. Поскольку предел допустимого изменения параметра внешней обратной связи, как отмечалось выше, ограничен сверху величиной $C_{oc} \leq 1$, то динамический диапазон изменения уровня отражённого излучения, в котором обычно наблюдаются искажения сигналов, составляет величину порядка 20дБ [193]. Поэтому для правильного построения алгоритма обработки сигналов во многих применениях АД учёт параметра внешней обратной связи при расчёте автодинных характеристик имеет принципиальное значение. В связи с этим, в рассматриваемом ниже примере расчёта уточнённым квазистатическим методом с применением приближений нулевого и более высокого порядка примем величину параметра искажений $C_{oc} = 0,8$.

Исходные для расчёта параметры СВЧ генератора следующие: $\gamma = 1$; $\rho = -0,2$; $\alpha_{11} = 0,01$; $Q_n = 1000$; $\omega_0 = 2\pi \cdot 37,5 \cdot 10^9$. Отсюда, согласно (2.14), постоянная времени автодинного отклика: $\tau_a = 3,5 \cdot 10^{-7}$ с, а граничное значение радиальной составляющей скорости V_{rp} объекта, при которой частота Доплера равна граничной частоте ($\Omega_d = \Omega_{rp} = 1/\tau_a$) среза автодинного

генератора: $V_{гр} = c\alpha_1(1 - \gamma\rho)/2Q_n = 1800$ м/с. При скорости объекта локации $V_p = 1400$ м/с значение нормированной частоты $\Omega_n = \Omega_d / \Omega_{гр} \simeq 0,8$. Из графиков рисунка 2.14 видно (см. кривые 4), что при использовании квазистатического приближения десятого порядка обеспечивается пренебрежимо малая погрешность вычислений. Кроме того, в данном примере при решении трансцендентного уравнения (2.77) используем порядок приближения $k = 50$, при котором обеспечивается достаточная точность вычислений при величине параметра $C_{oc} \leq 0,98$.

На рисунке 2.15 представлены результаты расчёта в виде графиков двух периодов ФХА $\delta(\tau_n)$, МРЧ $\Omega_a(\tau_n) = [d\delta(\tau_n)/d\tau_n]/2\pi$, ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$, полученных для нулевого (а) и десятого (б) приближений. Для случая удаляющегося отражателя кривые на этих рисунках отмечены цифрами «1», а для приближающегося – цифрами «2». Не трудно видеть, что для нулевого приближения данные графики полностью совпадают с квазистатическими характеристиками, представленными на рисунках 2.2,а.

Из анализа и сравнения полученных кривых следует, что при квазистатическом расчёте автодинных характеристик нулевого приближения их амплитудные значения при смене направления движения не изменяются (см. рисунок 2.15,а). При этом происходит зеркальный разворот этих характеристик в обратную сторону, что внешне выражается в смене порядка следования «пологих» и «крутых» участков «волн» автодинного отклика. Коэффициенты гармоник, рассчитанные по первым десяти гармоникам, для ЧХА составляет 42 %, а для АХА – 39 % независимо от знака вектора скорости.

При расчётах десятого приближения методом А.Н. Малахова, как видно из характеристик, представленных на рисунке 2.15,б, при смене направления движения происходит не только изменение порядка следования пологих и крутых участков волн автодинного отклика, как в предыдущем случае, но и изменения, как амплитудных значений, так и фазовых соотношений составляющих автодинного отклика.

Эти нюансы поведения выражаются, прежде всего, в изменении величины девиации частоты. Например, в случае приближающегося объекта девиация частоты на 20 % больше относительно случая нулевого приближения. Тогда как в случае удаляющегося отражателя девиация, уменьшается на 46 %. Поэтому в первом случае параметр обратной связи имеет величину $C_{oc}^{(N)} = 0,96$, а во втором – $C_{oc}^{(N)} = 0,44$. Кроме того, различия в скорости изменения фазового набёга $\delta(\tau_n)$, характеризуемая как мгновенная разность частот $\Omega_{ан}(\tau_n)$ (см. рисунок 2.15) излучённого и отражённого колебаний, вызывают формирование «пиков» мгновенной частоты различной высоты.

АХА $a_n(\tau_n)$, рассчитанные с учётом десятого приближения, (см. рисунок 2.15,б) также

заметно отличаются степенью искажений (наклоном волн вправо-влево) и углами фазового смещения этих характеристик. Степень искажения сигналов при этом, определяемая соответствующими коэффициентами гармоник, получается для этих случаев различной. Так, например, в случае приближения объекта коэффициенты гармоник для ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ составляют 51 %, а для АХА $a_n(\tau_n)$ – 49 %. Тогда как для удаляющегося объекта соответственно получили 22,5 % и 22 %. Причины таких изменений формы отклика АД $\chi_n(\tau_n)$ и $a_n(\tau_n)$ обсуждались выше и подробно исследовались в работах [62,195,213]. Они состоят в нелинейности ФХА $\delta(\tau_n)$ (см. рисунок 2.15), обусловленной автодинными изменениями частоты $\chi_n(\tau_n)$, которые непосредственно влияют также на величину параметра обратной связи $C_{oc\Omega}^{(N)}$ и, соответственно, на степень деформации ФХА и АХА при изменении величины скорости движения и её знака.

Скорость изменения фазового набега, характеризующаяся как МРЧ $\Omega_{ан}(\tau_n)$ (см. рисунок 2.15) излучённого и отражённого колебаний, имеет в обоих случаях осциллирующий характер с формированием «пиков» мгновенной частоты. Однако величины этих пиков во втором случае для приближающегося (1) и удаляющегося (2) объекта значительно отличаются. Отметим, что в обоих случаях осцилляции МРЧ $\Omega_{ан}(\tau_n)$ наблюдаются при сохранении её среднего значения, равного частоте сигнала гомодинной доплеровской СБРЛ: $\overline{\Omega_a(\tau_n)} = \Omega_d$.

Прямые экспериментальные исследования выявленных особенностей автодинных сигналов затруднены сложностью и высокой стоимостью создания натуральных условий, при которых необходимо обеспечить большую дальность до объекта и одновременно сверхзвуковую скорость его движения. Представленные в работе [72] осциллограммы автодинных сигналов для случаев удаляющегося и приближающегося объекта качественно совпадают с видом полученных выше ЧХА и АХА и, тем самым, подтверждают правильность разработанной модели и выполненных расчётов.

Резюмируя результаты выполненных исследований, отметим, что традиционный квазистатический метод обеспечивает удовлетворительную точность инженерного расчёта автодинного отклика в частотном диапазоне порядка 20% от граничной частоты автодинного сигнала. При этом в расчётах не учитываются такие особенности автодинного СВЧ генератора, как частотная дисперсия автодинной девиации частоты колебаний.

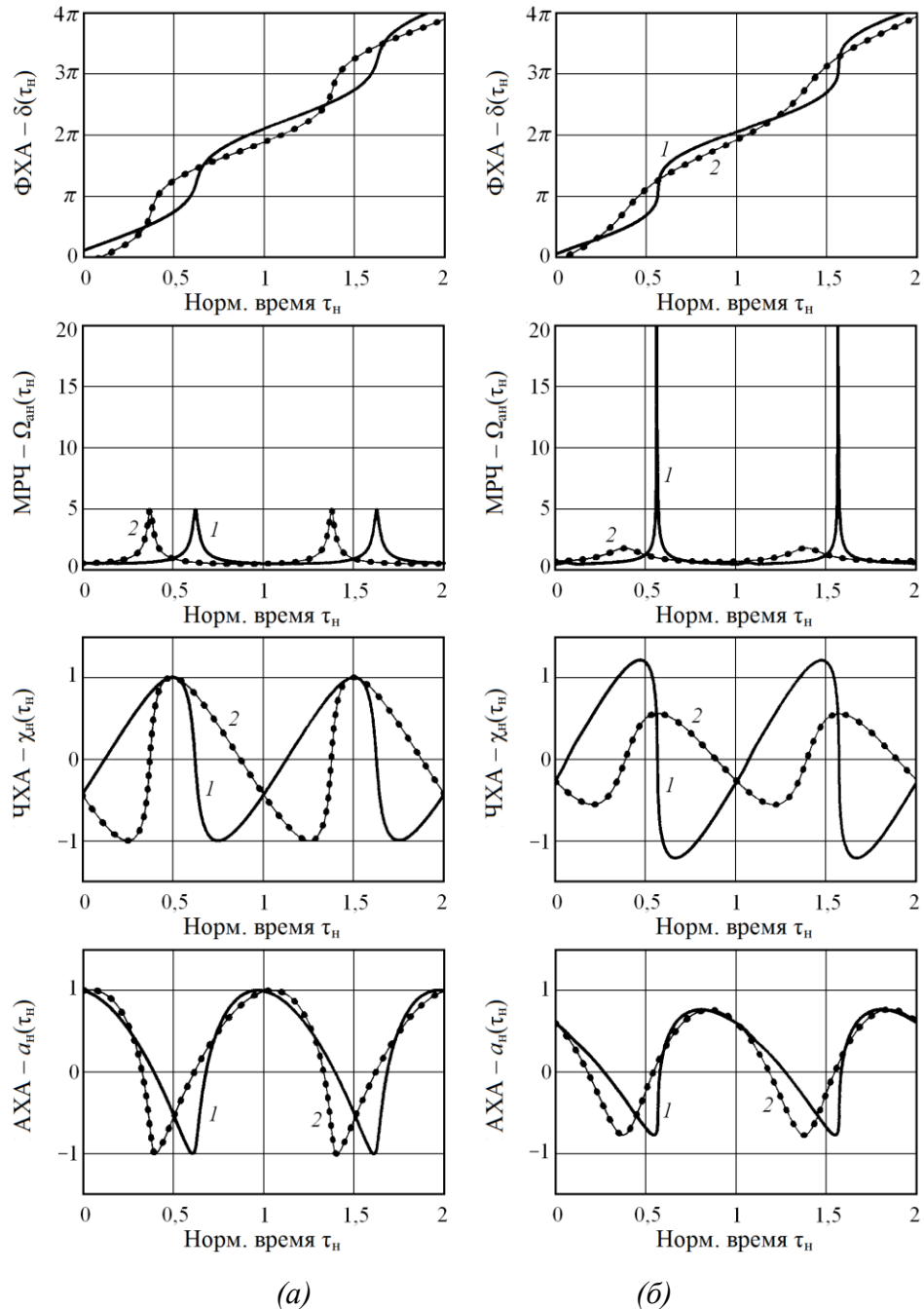


Рисунок 2.15. Графики внутридинамических ФХА $\delta(\tau_n)$, МРЧ $\Omega_{ан}(\tau_n)$, ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$ для нулевого (а) и десятого (б) приближений улучшенного квазистатического метода, рассчитанные для удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта локации.

Применение квазистатического метода А.Н. Малахова обеспечивает существенное снижение погрешности вычислений автодинных характеристик при значительном расширении диапазона доплеровских частот, а также учёт отмеченной выше дисперсионной зависимости автодинной девиации частоты. Анализ тонких особенностей формирования автодинных сигналов в устройствах их обработки с учётом условий устойчивости АД обеспечивает расширение динамического диапазона СБРЛ на 10...20дБ и её функциональных возможностей,

например, определением направления движения объектов, а также повышение точности измерения параметров движения объектов локации.

2.8. Метод комплексного учёта внутренней и внешней инерционностей автодинной системы при расчёте сигналов

В предыдущем разделе для расчёта автодинных характеристик предложено применение квазистатического метода А.Н. Малахова, на основе которого выполнен анализ особенностей формирования автодинного отклика, учитывающий только внутреннюю инерционность АД. Ниже данный метод модернизирован на случай учёта не только внутренней, но и внешней инерционности, которая связана со временем распространения излучения до отражающего объекта и обратно. При этом установлена зависимость формы сигналов, постоянной составляющей и коэффициентов нелинейных искажений от расстояния и направления движения объекта локации.

Из выражений (2.74)–(2.77) с учётом разложений (2.42) и (2.43) после элементарных преобразований и свёртывания рядов m -го порядка получим выражения для фазовой ФХА $\delta(t, \tau)$, амплитудной АХА $a_n(t)$ и частотной ЧХА $\chi_n(t)$ характеристик автодина в виде:

$$\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau) = \omega_0 \tau - C_{\text{эКВ}} \sin[\delta(t, \tau) + \theta + \Theta_n(\Omega_n)] - K_A L_{\Omega}^{(N)} Y_{\text{ад}}^{(m)} \tau \sin[\delta(t, \tau) - \psi_1 + \Theta_i(r_n)]. \quad (2.78)$$

$$a_n(t) = K_{\text{а}\Omega}^{(N)} \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1] + K_A K_{\text{а}\Omega}^{(N)} Y_{\text{ад}}^{(m)} \sin[\delta(t, \tau) - \psi_1 + \Theta_i(r_n)]. \quad (2.79)$$

$$\chi_n(t) = -L_{\Omega}^{(N)} \sin[\delta(t, \tau) + \theta] - K_A L_{\Omega}^{(N)} Y_{\text{ад}}^{(m)} \sin[\delta(t, \tau) - \psi_1 + \Theta_i(r_n)], \quad (2.80)$$

где $C_{\text{эКВ}} = C_{\text{ос}} C_{\text{дин}}$ – эквивалентный параметр внешней обратной связи АД; $C_{\text{дин}} = L_{\text{а}\Omega}^{(N)} Y_{\text{ад}}^{(m)}$ – динамический множитель параметра внешней обратной связи автодина.

Рассмотрим случай малого сигнала, когда $a_m \ll 1$. Тогда из-за малости величины K_A (2.48) последними членами в выражениях (2.78)–(2.80) можно пренебречь. Решение трансцендентного уравнения (2.78), как обычно, находим методом последовательных приближений. При условии, что эквивалентный параметр внешней обратной связи $C_{\text{эКВ}} < 1$, данное решение в виде ФХА $\delta(\tau_n)$ имеет вид:

$$\delta(\tau_n) = (2\pi\tau_n)_{(0)} - C_{\text{эКВ}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + \theta + \Theta_i(r_n)] - C_{\text{эКВ}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(2)} + \theta + \Theta_i(r_n)] \dots - C_{\text{эКВ}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \theta + \Theta_i(r_n)] \dots \quad (2.81)$$

Взяв производную от выражения (2.81) по нормированному времени τ_n , учитывая при этом медленность изменения функций $Y_i(r_n)$ и $\Theta_i(r_n)$, получим выражение m -го приближения для

нормированной мгновенной разности частот $\Omega_{\text{ан}}(\tau_{\text{н}})$ между излучёнными и отражёнными колебаниями на внешней нагрузке автодинного генератора:

$$\begin{aligned} \Omega_{\text{ан}}(\tau_{\text{н}}) = & [d\delta(\tau_{\text{н}}) / d\tau_{\text{н}}] / 2\pi = 1 - (C_{\text{экв}} / 2\pi) \{ \cos[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(1)} + \theta + \Theta_i(r_{\text{н}}) - \\ & - C_{\text{экв}} \sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(2)} + \theta + \Theta_i(r_{\text{н}}) - \dots - C_{\text{экв}} \sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(k)} + \theta + \Theta_i(r_{\text{н}})] \dots] \} \times \\ & \times \{ 1 - C_{\text{экв}} \cos[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(2)} + \theta + \Theta_i(r_{\text{н}}) - \dots - C_{\text{экв}} \sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(k)} + \theta + \Theta_i(r_{\text{н}})] \dots] \} \times \dots \\ & \times \{ 1 - C_{\text{экв}} \{ \cos[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(k)} + \theta + \Theta_i(r_{\text{н}})] \dots \} \}. \end{aligned} \quad (2.82)$$

На рисунке 2.16 представлены результаты расчётов, выполненных согласно выражениям (2.78)–(2.82) с учётом (2.49), (2.50), (2.70) и (2.72), ФХА $\delta(\tau_{\text{н}})$ и мгновенной разности частот МРЧ $\Omega_{\text{ан}}(\tau_{\text{н}})$, а также ЧХА $\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$ и АХА $a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}})$. Расчёты выполнены, как и предыдущем случае, при следующих значениях: $\gamma = 1$; $\rho = -0,2$; $C_{\text{ос}} = 0,8$; $\Omega_{\text{н}} = \pm 0,8$; $N = 10$; $k = 50$ для различных нормированных расстояний $r_{\text{н}}$: $r_{\text{н}} = 0$ (а); $r_{\text{н}} = 0,5$ (б). Характеристики, рассчитанные для нормированной дальности $r_{\text{н}} = 0$, полностью совпадают с характеристиками, представленными на рисунке 2.16,б.

Принятые в расчётах числа m членов рядов в (2.49), (2.50), порядка k приближения в (2.72), (2.82) и порядка $N = 10$ в (2.70), (2.72) обеспечивают сходимость результатов расчётов в диапазонах значений $|\Omega_{\text{н}}| \leq 0,8$, $r_{\text{н}} \leq 5$ и $C_{\text{ос}} \leq 0,98$ соответственно. Для случаев удаляющегося отражателя кривые на рисунке 2.16, как и на рисунке 2.15, отмечены цифрами «1», а для приближающегося – цифрами «2».

Из анализа выражений (2.78)–(2.82) и сравнения представленных на рисунках 2.15,б и 2.16,а характеристик следует, что в случае малого нормированного расстояния до отражателя, когда $r_{\text{н}} \ll 1$, данные характеристики полностью совпадают. В этих расчетах не учитывается внешняя инерционность автодинной системы, а также динамика изменения частоты и амплитуды колебаний. Особенности формирования автодинного отклика в упомянутых случаях рассмотрены лишь в первом приближении без учёта динамики изменения частоты и амплитуды колебаний, полагая $\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0$ и $\delta(t, \tau) = \omega\tau$.

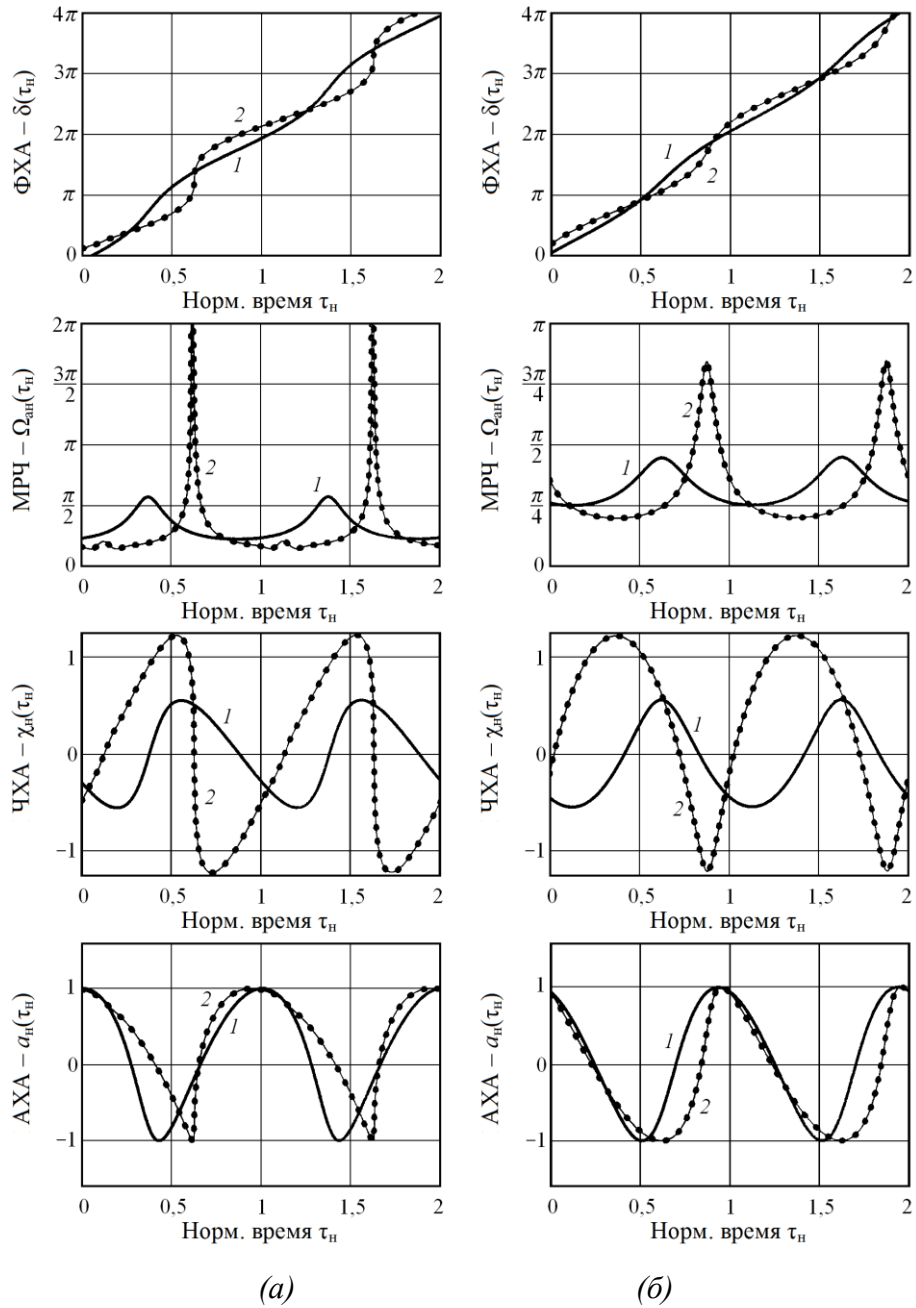


Рисунок 2.16. Графики ФХА $\delta(\tau_n)$, МРЧ $\Omega_{ан}(\tau_n)$, ЧХА $\chi_{ан}(\tau_n)$ и АХА $a_{ан}(\tau_n)$, рассчитанные для нормированных расстояний $r_n = 0$ (а) и $r_n = 0,5$ (б) для случаев удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта локации.

Неравномерность набега фазы $\delta(\tau_n)$ отражённой волны (см. рисунок 2.16,а), которая вызывает характерные искажения ЧХА $\chi_{ан}(\tau_n)$ и АХА $a_{ан}(\tau_n)$, обусловлена автодинными изменениями частоты $\chi_{ан}(\tau_n)$. Данные искажения проявляются в изменениях «наклона волн» автодинных характеристик в зависимости от направления движения отражателя, а также от внутренних параметров генератора [61,62]. Степень искажения характеристик зависит от направления движения отражателя, что обусловлено зависимостью величины автодинной

девиации частоты от знака доплеровского смещения (частотной дисперсией автодинной девиации частоты [195]). Среднее значение смещения частоты генерации за период автодинного отклика при расстоянии $r_n \ll 1$ отсутствует, а отклик генератора по изменению амплитуды содержит постоянную составляющую, полярность которой зависит от знака коэффициента неизодромности ρ , а её величина – определяется только значением параметра внешней обратной связи C_{oc} .

Скорость изменения фазового набега ФХА $\delta(\tau_n)$, характеризующаяся как мгновенная разность частот $\Omega_{ан}(\tau_n)$ излучённого и отражённого колебаний, имеет осциллирующий характер с формированием «пиков» мгновенной частоты. Высота пиков возрастает с увеличением параметра обратной связи C_{oc} , который, в свою очередь, также зависит от внутренних параметров генератора, уровня отражённого излучения и направления движения объекта. Следует отметить, что данные осцилляции мгновенной частоты $\Omega_{ан}(\tau_n)$ наблюдаются при сохранении её среднего значения за период автодинного отклика, равного частоте Доплера.

Переходя к анализу характеристик, представленных на рисунке 2.2,б, отметим, что с увеличением нормированного расстояния r_n (см. рисунок 2.16,б) вид ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$ существенно отличается от рассмотренных для предыдущего случая (см. рисунки 2.15 и 2.12) как степень их искажений, когда $r_n \ll 1$, так и дополнительным фазовым смещением. Более детальный анализ этих характеристик выполним ниже. Здесь же отметим, что в случае, когда $r_n = 1, 2, \dots, m$, где m – целое число, ЧХА и АХА имеют практически синусоидальный вид, при этом ФХА $\delta(\tau_n)$ является линейной функцией τ_n , а мгновенная разность частот $\Omega_{ан}(\tau_n) = 1$.

График зависимости величины динамического сомножителя $C_{дин}$ эквивалентного параметра внешней обратной связи от нормированного расстояния r_n представлен на рисунке 2.17. Из этого графика видно, что с увеличением нормированного расстояния r_n в первой рабочей зоне, где $0 < r_n < 1$, величина эквивалентного параметра внешней обратной связи $C_{эkv}$, как и в рассмотренном выше квазистатическом случае (см. кривую 1 на рисунке 2.3) уменьшается более чем в 5 раз. Далее, с увеличением r_n , величина $C_{дин}$ асимптотически затухает с небольшими подъёмами в средней части рабочих зон высокого порядка, где $r_n > 1$. Как видно из этих графиков, степень «подавления» параметра внешней обратной связи при учёте внутренней инерционности автодина также зависит от знака вектора скорости движения отражающего объекта.

На рисунке 2.18 представлены графики зависимостей относительной величины постоянных

составляющих автодинных изменений частоты $\chi_n(0)$ и амплитуды $a_n(0)$ генерации от нормированного расстояния r_n до отражающего объекта. Расчёты выполнялись для случаев удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта при $C_{oc} = 0,8$ и принятых выше значениях величин γ и ρ .

Из выполненных расчётов следует, что форма характеристики $\chi_n(0)$ не зависит от внутренних параметров генератора, а определяется величиной эквивалентного параметра внешней обратной связи $C_{эkv}$. Данная характеристика является положительной функцией в случае приближающегося объекта, что соответствует положительному доплеровскому смещению, и отрицательной (инвертируется) – при его удалении, когда наблюдается отрицательное доплеровское смещение частоты. При этом необходимо отметить, что связь величины смещения среднего значения частоты $\chi_n(0)$ с величиной доплеровского смещения частоты отсутствует. Максимумы смещения среднего значения $\chi_n(0)$ (см. рисунок 2.18) находятся внутри первой рабочей зоны на расстоянии $r_n \simeq 0,4$ и составляют величины порядка $\chi_n(0) \simeq 0,41$ для приближающегося и $\chi_n(0) \simeq 0,08$ – для удаляющегося объекта. В случае целых значений нормированной дальности ($r_n = 0, 1, 2, \dots$) постоянная составляющая изменений частоты отсутствует независимо от величины и знака скорости объекта.

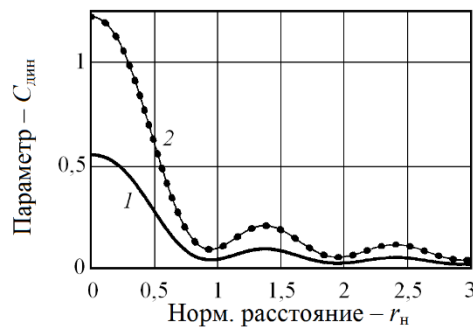


Рисунок 2.17. Графики зависимости динамического параметра внешней обратной связи $C_{дин}$ для случаев удаляющегося (кривая 1) и приближающегося (кривая 2) объектов от нормированного расстояния r_n .

Среднее значение относительных автодинных изменений амплитуды $a_n(0)$, как видно из графиков рисунка 2.18, является в зависимости от нормированного расстояния r_n знакопеременной функцией в каждой рабочей зоне. Расчёты при других значениях коэффициентов γ и ρ показали, что величина постоянной составляющей $a_n(0)$ и её полярность, зависит от направления движения отражателя. В случае изохронного и изодромного генератора, у которого $\gamma = \rho = 0$, а также в случае целых значений относительной дальности ($r_n = 0, 1, 2, \dots$)

такая зависимость от направления движения отражающего объекта отсутствует, поскольку в этих точках автодинные характеристики являются гармоническими, а явление частотной дисперсии автодинной девиации частоты отсутствует.

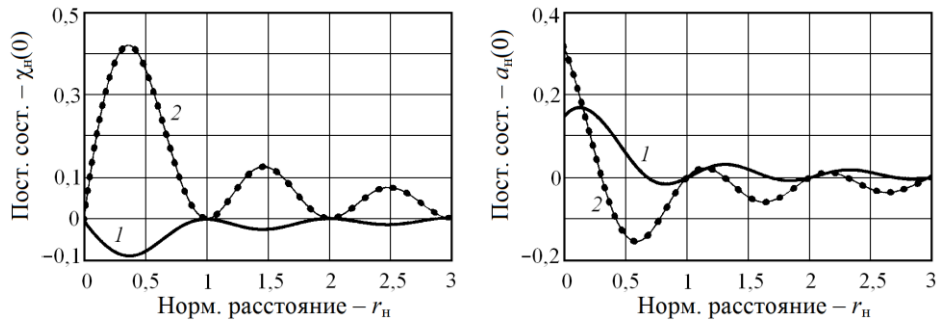


Рисунок 2.18. Графики зависимостей относительной величины постоянных составляющих автодинных изменений частоты $\chi_n(0)$ и амплитуды $a_n(0)$ генерации от относительного расстояния r_n до отражающего объекта, рассчитанные для удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) объекта локации.

Графики для зависимостей коэффициентов гармоник нормированных изменений частоты $K_{Г\chi}$ и амплитуды $K_{Га}$ колебаний АД от относительного расстояния r_n до отражающего объекта, представлены на рисунке 2.19. Расчёт коэффициентов нелинейных искажений выполнялся по амплитудам первых десяти гармонических составляющих разложений в ряды Фурье для удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) отражающего объекта.

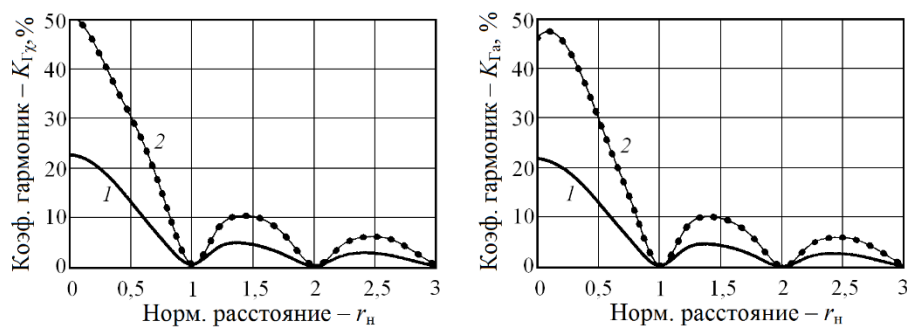


Рисунок 2.19. Графики зависимостей коэффициентов гармоник нормированных изменений частоты $K_{Г\chi}$ и амплитуды $K_{Га}$ колебаний автодинного генератора от относительного расстояния r_n до отражающего объекта, рассчитанные для удаляющегося (кривые 1) и приближающегося (кривые 2) отражающего объекта.

Ход зависимостей коэффициентов гармоник относительных изменений частоты $K_{Г\chi}$ и амплитуды $K_{Га}$ колебаний АД от нормированного расстояния r_n до отражающего объекта (см. рисунок 2.19) также согласуется с зависимостью динамического множителя C_d параметра внешней обратной связи (см. рисунок 2.17). В точках, где нормированная дальность равна целым

числам ($r_n = 0, 1, 2, \dots$), коэффициенты гармоник $K_{\Gamma\chi} = K_{\Gamma a} = 0$.

Из анализа полученных результатов вычислений следует, что если в начале первой зоны, где $r_n \ll 1$, величина параметра внешней обратной связи C_{oc} превышает граничное значение, в рабочих зонах высших порядков может обеспечиваться устойчивая работа автодинных генераторов с формированием квазисинусоидальных сигналов при высоких скоростях движения отражающих объектов. В случае $C_{эвб} \ll 1$ ЧХА и АХА, как обычно, являются гармоническими функциями, а ФХА – практически линейными.

Разработанный метод расчёта динамических характеристик автодинных СВЧ генераторов, основанный на модернизации квазистатического метода А.Н. Малахова, учитывает как внешнюю инерционность автодинной системы, так и инерционность изменений амплитуды колебаний и частотную дисперсию автодинной девиации частоты. При этом показано, что уровень искажений характеристик зависит не только от внутренних свойств генератора, величины параметра внешней обратной связи, но и направления движения объекта локации.

2.9. Шумовые характеристики автодинов с непрерывным излучением

Решение для изменений амплитуды $a(t)$ и частоты $\chi(t)$ с учетом внутренних шумов генератора находим из (2.16) и (2.17) методом Крамера. Тогда, полагая $\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0$, с учетом (2.37) получим:

$$a(t) = \Gamma_0 K_a \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1] + a_{ш}(t), \quad (2.83)$$

$$\chi(t) = -\Gamma_0 L_a \sin[\delta(t, \tau) + \theta] - \chi_{ш}(t), \quad (2.84)$$

$$\delta(t, \tau) = \omega_0 \tau - p_{ш}(t) - C_{oc} \sin[\delta(t, \tau) + \theta], \quad (2.85)$$

где $a_{ш}(t) = a_c(t) + \rho a_s(t)$, $\chi_{ш}(t) = a_s(t) + \gamma a_c(t)$, $p_{ш}(t) = C_{oc} \chi_{ш}(t) / \Gamma_0 L_a$ – составляющие амплитудного, частотного шума генератора и фазы автодинного сигнала соответственно.

Первые слагаемые в (2.83), (2.84) отображают полезный сигнал, а вторые – присутствие в выходном отклике генератора аддитивных составляющих стационарного шума, обусловленных внутренними шумами генератора. При этом первые слагаемые в (2.83), (2.84) за счёт шумовой модуляции фазы (2.85) вносят дополнительные мультипликативные составляющие общего шума, которые проявляются только при наличии отраженного излучения.

Представление фазы $\delta(t, \tau)$ в виде выражения (2.85) справедливо для большого числа практических задач, когда время запаздывания τ отражённого излучения значительно меньше периода $\tau \ll T_a$ автодинного сигнала [62]. При выполнении этого условия, характерного, скажем условно, для систем «сверхближней» радиолокации, поведение шумовых характеристик

подробно изучено в [199,234]. Здесь, обратившись к результатам раздела 2.3, мы рассмотрим поведение шумовых характеристик для более общего случая, когда между τ и T_a имеем произвольное соотношение.

Для случая малого сигнала, когда амплитуда автодинного отклика $a_m = \Gamma_0 K_a \ll 1$ и коэффициент K_a в (2.48) можно положить равным нулю, после нормировки (2.83), (2.84) имеем следующие выражения:

$$a_n(t, \tau_n)_{(c+\text{ш})} = a(t) / \Gamma_0 K_a = \cos[\delta(t, \tau_n) - \psi_1] + a_{\text{ш}}(t) / \Gamma_0 K_a, \quad (2.86)$$

$$\chi_n(t, \tau_n)_{(c+\text{ш})} = \chi(t) / \Gamma_0 L_a - \sin[\delta(t, \tau_n) + \theta] - \chi_{\text{ш}}(t) / \Gamma_0 L_a, \quad (2.87)$$

$$\begin{aligned} \delta(t, \tau_n)_{(c+\text{ш})} = & 2\pi\tau_n - p_{\text{ш}}(t) - \\ & - C_{\text{oc}} \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n) \sin[\delta(t, \tau_n) + \theta + \Theta_n(r_n)], \end{aligned} \quad (2.88)$$

где $r_n = l / \Lambda_a = \tau / T_a$ – параметр нормированного расстояния; $\Lambda_a = cT_a / 2$ – длина волны автодинного сигнала; $X_n(r_n)$, $\Theta_n(r_n)$ – амплитудные значения и фазовые сдвиги n -ых членов ($n = 0, 1, \dots, N$) рядов в выражении (2.88):

$$\begin{aligned} X_n(r_n) = & \frac{(2\pi r_n)^{2n} \sqrt{4(n+1)^2 + (2\pi r_n)^2}}{2(n+1) \times (2n+1)!}, \\ \Theta_n(r_n) = & -\arctg \frac{\pi r_n}{(n+1)}. \end{aligned} \quad (2.89)$$

Отметим, что индексы в скобках (с+ш) около переменных в (2.86) – (2.88) означает, что выражения для них описывают совокупность «сигнал плюс шум».

Решение трансцендентного уравнения (2.88) находим, как и ранее, методом последовательных приближений. При условии, что параметр внешней обратной связи $C_{\text{oc}} < 1$, данное решение в виде фазовой характеристики автодина (ФХА) $\delta(t, \tau_n)$ k -го приближения имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(t, \tau_n)_{(c+\text{ш})} = & (2\pi\tau_n)_{(0)} - p_{\text{ш}}(t) - \\ & - C_{\text{oc}} \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n) \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} - p_{\text{ш}}(t) + \theta + \Theta_n(r_n) - \\ & - C_{\text{oc}} \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n) \sin[(2\pi\tau_n)_{(2)} - p_{\text{ш}}(t) + \theta + \Theta_n(r_n) - \dots \\ & - C_{\text{oc}} \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n) \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} - p_{\text{ш}}(t) + \theta + \Theta_n(r_n)] \dots], \end{aligned} \quad (2.90)$$

где цифровые индексами в круглых скобках около слагаемых $(2\pi\tau_n)$, как обычно, обозначен

порядок приближения; $\tau_n = \omega_0 \tau$ – нормированное время.

Затем из (2.86) – (2.88) и (2.90) исключим составляющие, обусловленные действием шумов генератора, полагая $a_{ш}(t) = \chi_{ш}(t) = p_{ш}(t) = 0$. В результате получим выражения для амплитудной $a_n(t, \tau_n)$ (АХА), частотной $\chi_n(t, \tau_n)$ (ЧХА) и фазовой $\delta(t, \tau_n)$ (ФХА) характеристик АД, которые описывают только сигнальные характеристики.

Теперь находим результирующие шумовые составляющие $a_{ш}(t, \tau_n)$, $\chi_{ш}(t, \tau_n)$ и $\delta_{ш}(t, \tau_n)$ АД путём вычитания из совокупности выходных сигналов и шумов АД (2.86) – (2.88) их детерминированных составляющих:

$$a_{ш}(t, \tau_n) = a_n(t, \tau_n)_{(c+ш)} - a_n(t, \tau_n), \quad (2.91)$$

$$\chi_{ш}(t, \tau_n) = \chi_n(t, \tau_n)_{(c+ш)} - \chi_n(t, \tau_n), \quad (2.92)$$

$$\delta_{ш}(t, \tau_n) = \delta(t, \tau_n)_{(c+ш)} - \delta(t, \tau_n), \quad (2.93)$$

Дальнейший анализ шумовых характеристик (2.91) – (2.93) с учетом (2.90) выполним с привлечением численных методов, используя следующие значения внутренних и модуляционных параметров генератора: частота генерации $\omega_0 = 2\pi \cdot 37,5 \cdot 10^9$; коэффициенты $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$ и $\kappa_{чд} = 0,3$. Значения остальных коэффициентов в (2.91) – (2.93) примем равными единице, что не влияет на качественную сторону анализа.

В этих расчётах для ортогональных составляющих $a_c(t)$ и $a_s(t)$ используем входящую в пакет MathCAD подпрограмму моделирования случайных процессов, для запуска которой примем число отсчётов мгновенных значений шума на каждом периоде модулирующей функции равным $1 \cdot 10^5$. При этом примем среднеквадратическое значение исходного уровня шума 0,025.

На рисунках 2.20 и 2.21 представлены результаты расчётов согласно (2.91) – (2.93) и (2.90) графиков $\chi_n(t, \tau_n)$ и $a_n(t, \tau_n)$ при различных значениях параметров внешней обратной связи C_{oc} и нормированного расстояния r_n . На этих же рисунках приведены графики относительных среднеквадратических уровней флуктуаций частоты $q_\chi(t, \tau_n)$ и амплитуды $q_a(t, \tau_n)$ колебаний генератора, рассчитанных по следующим формулам:

$$q_\chi(t, \tau_n) = \frac{\overline{|\chi_{ш}(t, \tau_n)_{10}|}}{\overline{|\chi_{ш}(t, \tau_n)_{пс}|}}, \quad q_a(t, \tau_n) = \frac{\overline{|a_{ш}(t, \tau_n)_{10}|}}{\overline{|a_{ш}(t, \tau_n)_{пс}|}}, \quad (2.94)$$

где $\overline{|\chi_{ш}(t, \tau_n)_{10}|}$ и $\overline{|a_{ш}(t, \tau_n)_{10}|}$ – среднеквадратические значения уровней шума, усредняемых на интервалах ± 5 отсчётов (индекс «10») мгновенных значений шума; $\overline{|\chi_{ш}(t, \tau_n)_{пс}|}$ и $\overline{|a_{ш}(t, \tau_n)_{пс}|}$ – тоже, но усреднение выполняется за период сигнала (индекс «пс»).

На рисунке 2.20 и 2.21 представлены временные диаграммы ЧХА $\chi_n(t, \tau_n)$ и АХА $a_n(t, \tau_n)$,

а также относительных уровней частотных $q_\chi(t, \tau_n)$ и амплитудных $q_a(t)$ флуктуаций АД при величине параметра внешней обратной $C_{oc} = 0,08$ (а) и $C_{oc} = 0,8$ (2.20(б) и 2.21).

Из диаграмм рисунков 2.20, 2.21 видно, что в случае слабой внешней обратной связи, когда значение параметра $C_{oc} \ll 1$, сигнальные характеристики имеют вид гармонической функции, а шумовые характеристики являются стационарными и уровни шума соответствуют шумам автономного генератора. В случае сильной внешней обратной связи, когда величина C_{oc} соизмерима с единицей, сигнальные характеристики приобретают характерные ангармонические искажения, а уровни шумов периодически изменяются.

Из сопоставления сигнальных и шумовых характеристик рисунков 2.20, 2.21 видно, что положения по оси нормированного времени τ_n максимумы уровней шумов совпадают и соответствуют области положительных значений производной от ЧХА $\chi_n(t, \tau_n)$. При этом уровень пика шумов возрастает с приближением величины параметра внешней обратной связи C_{oc} к единице. Участкам с отрицательными значениями производной от ЧХА $\chi_n(t, \tau_n)$ соответствуют области с минимумом частотных $q_\chi(t, \tau_n)$ и амплитудных $q_a(t, \tau_n)$ шумов, которые могут находиться ниже (в 1,5...2 раза), чем уровень шумов автономного генератора.

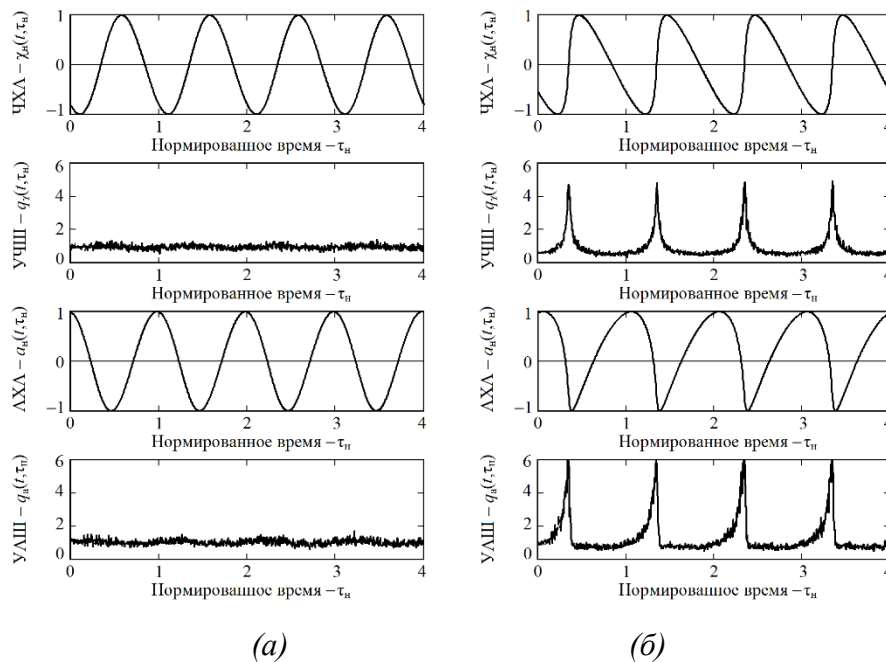


Рисунок 2.20. Временные диаграммы сигнальных $\chi_n(t, \tau_n)$, $a_n(t, \tau_n)$ и шумовых $q_\chi(t, \tau_n)$, $q_a(t, \tau_n)$ характеристик автодина, рассчитанных при $r_n = 0$ и различных значениях параметра внешней обратной связи C_{oc} : $C_{oc} = 0,08$ (а) и $C_{oc} = 0,8$ (б).

Такое поведение шумов при условии сильной внешней обратной связи объясняется периодической неравномерностью набега фазы $\delta(t, \tau_n)$ отражённого излучения из-за автодинных

изменений частоты $\chi_n(t, \tau_n)$ генерации АД. Эти неравномерности служат своего рода переменным коэффициентом передачи в замкнутой цепи внешней обратной связи «генератор – объект локации», зависящим от текущего набега фазы $\delta(t, \tau_n)$ отражённого излучения. При одном значении фазы $\delta(t, \tau_n)$ обратная связь является положительной, вызывая увеличение (регенерацию) любых вариаций в системе, а при других – отрицательной обратной связью, при которой всякие вариации в системе подавляются. Необходимо отметить также, что в положениях по оси абсцисс, где производные сигнальных характеристик равны нулю, шумовые характеристики по уровню соответствуют шумам автономного генератора и мультипликативные составляющие шума отсутствуют.

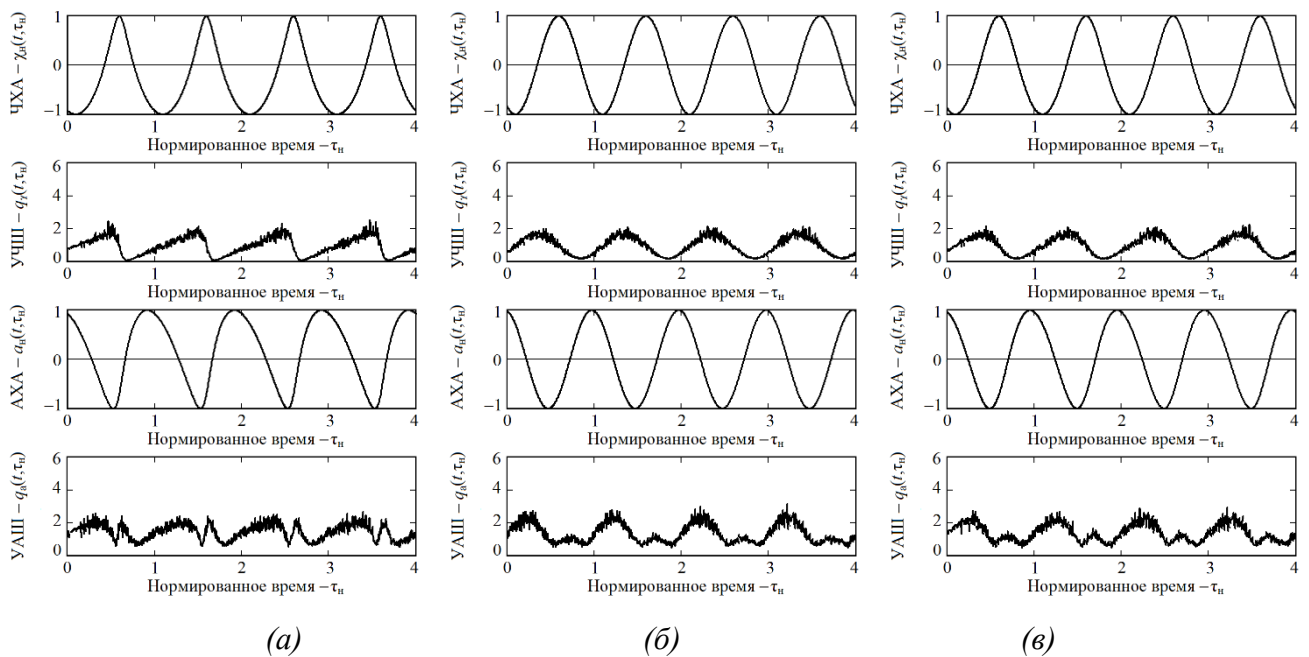


Рисунок 2.21. Временные диаграммы сигнальных $\chi_n(t, \tau_n)$, $a_n(t, \tau_n)$ и шумовых $q_\chi(t, \tau_n)$, $q_a(t, \tau_n)$ характеристик АД, рассчитанных при значении параметра внешней обратной связи $C_{oc} = 0,8$ и различных значениях нормированного расстояния r_n : $r_n = 0,5$ (а); $r_n = 1$ (б) и $r_n = 1,5$ (в).

Полученные результаты моделирования шумовых характеристик для первой рабочей зоны нормированного расстояния r_n , где $0 < r_n < 1$, показали, что выявленные особенности поведения шумовых характеристик в условиях сильной внешней обратной связи, когда параметр C_{oc} соизмерим с единицей, являются достаточно общими и не зависят от скорости и направления движения объекта локации. Исследование этих характеристик при иных значениях нормированного расстояния r_n показало, что с увеличением r_n высота пиков среднеквадратических уровней шума снижается. Особенно заметна такая тенденция в первой рабочей зоне, где $0 \leq r_n \leq 1$. Характер полученных здесь зависимостей шумовых характеристик

от нормированного расстояния r_n объясняется поведением множителя $Y_{ад}$ параметра внешней обратной связи (см. раздел 2.4). Этот множитель, как видно из рисунка 2.3, с ростом r_n быстро затухает, достигая некоторого «плато».

Полученные здесь результаты анализа шумовых характеристик АД являются более общими, чем в [199,234]. Они описывают их поведение при произвольном соотношении времени запаздывания τ отражённого излучения и периода T_a автодинного сигнала.

2.10. Метод пошагового интегрирования уравнений с запаздыванием для расчета автодинного отклика

Для выявления входящих в (2.10) и (2.11) функций запаздывающих аргументов: модуля $\Gamma(t,\tau)$ и фазы $\delta(t,\tau)$ мгновенного коэффициента отражения, в теории систем с запаздыванием известен еще один метод, называемый методом «шагов» [138,139]. Этот метод основан на поэтапном интегрировании уравнений. Он позволяет получить довольно точное решение и рассчитать переходные процессы установления автодинного отклика, например, после «включения» АСБРЛ на излучение или при работе АД в радиоимпульсном режиме.

Для проведения анализа этим методом без учета внутренних шумов генератора и, полагая $\Gamma(t,\tau) = \Gamma$, приведем уравнения (2.10) и (2.11) к следующему виду:

$$\frac{da_n(t_n)}{dt_n} + \frac{1}{\tau_{ан}} a_n(t_n) = \frac{1}{\tau_{ан}} \cos[\delta(t_n) - \psi_1], \quad (2.95)$$

$$\chi_n(t_n) = -\Gamma \frac{\eta}{Q_n} \sin\delta(t_n) - \frac{\beta}{Q_n} a_n(t_n), \quad (2.96)$$

где $t_n = t/\tau$, $\tau_{ан} = \tau_a/\tau$ – нормированные относительно величины τ текущее время и постоянная времени автодинного отклика соответственно.

В соответствии с обсуждаемым методом, запишем последовательность основных соотношений для пошагового расчета фазы $\delta(t_n)$ автодинного отклика, нормированных относительных изменений амплитуды $a_n(t_n)$ и частоты $\chi_n(t_n)$ автодина. Кроме того, получим выражения для абсолютных значений частоты генерации $\omega(t_n)$, а также начальных и установившихся значений указанных величин для каждого шага в процессе установления автодинного отклика после «включения» генератора. При этом будем полагать: $\delta(t,\tau) = \omega t$, что является справедливым для большинства реальных условий работы АСБРЛ, в том числе миллиметрового диапазона [193].

Шаг 0. Данный шаг соответствует интервалу нормированного времени $t_n^{(0)} \in (0, 1)$ от момента включения генератора ($t_n^{(0)} = 0$) до обратного прихода первого отражённого излучения ($t_n^{(0)} = 1$). На этом интервале имеем режим «автономных» колебаний, при котором $\delta(t_n^{(0)}) = 0$, $a_n(t_n^{(0)}) = 0$, $\chi_n(t_n^{(0)}) = 0$, $\omega(t_n^{(0)}) = \omega_0$, т.е. автодинный отклик отсутствует. Здесь и далее индексы в скобках сверху при « t_n » означают номер шага.

Шаг 1. В момент воздействия на генератор первого отражённого излучения, колебания которого соответствуют автономному режиму, на интервале $t_n^{(1)} \in (1, 2)$ устанавливается набег фазы $\delta(t, \tau) = \delta(t_n^{(1)})$:

$$\delta(t_n^{(1)}) = \omega(t_n^{(0)}) \tau = \omega_0 \tau. \quad (2.97)$$

Общее решение неоднородного уравнения (2.95) с учётом (2.97) методом Эйлера в форме Коши имеет вид:

$$a_n(t_n^{(1)}) = \exp\left(-\int_0^{t_n^{(1)}} \frac{1}{\tau_{ан}} dt_n^{(1)}\right) \left[\frac{1}{\tau_{ан}} \cos(\omega_0 \tau - \psi_1) \int_0^{t_n^{(1)}} \exp\left(\int_0^{t_n^{(1)}} \frac{1}{\tau_{ан}} dt_n^{(1)}\right) dt_n^{(1)} + C_{ин} \right]. \quad (2.98)$$

Здесь пределы интегрирования определяются нормированной временной продолжительностью шага (от 0 до 1); $C_{ин}$ – постоянная интегрирования.

Решая уравнение (2.98) с учётом нулевых начальных условий: $C_{ин} = a(t_{n0}^{(1)}) = 0$, когда $t_n^{(1)} = 0$, получим выражения для нормированных автодинных изменений амплитуды колебаний для шага 1 в виде:

$$a_n(t_n^{(1)}) = K_a(t_n^{(1)}) \cos[\delta(t_n^{(1)}) - \psi_1] = K_a(t_n^{(1)}) \cos(2\pi\tau_n - \psi_1), \quad (2.99)$$

где $K_a(t_n^{(1)}) = 1 - \exp(-t_n^{(1)}/\tau_{ан})$ – зависящий от времени $t_n^{(1)}$ нормированный коэффициент автодинного усиления. Подставляя (2.99) в (2.96), после элементарных преобразований получим выражения для относительных $\chi_n(t_n^{(1)}) = \chi(t_n^{(1)})/\Gamma L_a$ и абсолютных изменений $\omega(t_n^{(1)})$ частоты колебаний:

$$\chi_n(t_n^{(1)}) = -L_a(t_n^{(1)}) \sin[\delta(t_n^{(1)}) + \theta(t_n^{(1)})] = -L_a(t_n^{(1)}) \sin[2\pi\tau_n + \theta(t_n^{(1)})], \quad (2.100)$$

$$\omega(t_n^{(1)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{ма} \chi_n(t_n^{(1)}), \quad (2.101)$$

где $L_a(t_n^{(1)}) = \sqrt{\{[1 - \gamma \exp(-t_n^{(1)}/\tau_{ан})]^2 + \gamma^2 [1 - \exp(-t_n^{(1)}/\tau_{ан})]^2\} / (1 + \gamma^2)}$ – зависящий от времени $t_n^{(1)}$ нормированный коэффициент автодинной девиации частоты; $\theta(t_n^{(1)}) = \arctg \gamma [1 - \exp(-t_n^{(1)}/\tau_{ан})] / [1 - \gamma \exp(-t_n^{(1)}/\tau_{ан})]$ – зависящий от времени $t_n^{(1)}$ угол фазового смещения автодинных изменений частоты; $\Delta\omega_{ма} = \Gamma L_a \omega_0$ – величина автодинной девиации

частоты колебаний. При этом в момент прихода первого отраженного излучения ($t_{\text{н}}^{(1)} = 0$) величина $\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(1)})$ равна:

$$\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}0}^{(1)}) = \chi_{\text{н}}(t_{\text{н}0}^{(1)}) = -[(1 - \gamma\rho) / (1 + \gamma^2)^{1/2}] \sin 2\pi\tau_{\text{н}}, \quad (2.102)$$

Установившиеся значения на шаге 1 $\delta(t_{\text{н}\infty}^{(1)})$, $a_{\text{н}}(t_{\text{н}\infty}^{(1)})$ и $\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}\infty}^{(1)})$, полученные из (2.95), (2.99) и (2.100) при $t_{\text{н}}^{(1)} = \infty$, соответственно равны:

$$\delta(t_{\text{н}\infty}^{(1)}) = 2\pi\tau_{\text{н}}, \quad a_{\text{н}}(t_{\text{н}\infty}^{(1)}) = \cos(2\pi\tau_{\text{н}} - \psi_1), \quad \chi_{\text{н}}(t_{\text{н}\infty}^{(1)}) = -\sin(2\pi\tau_{\text{н}} + \theta). \quad (2.103)$$

Шаг 2. На основании (2.100), (2.101) изменённые на первом шаге колебания после задержки на время τ воздействуют на генератор на втором шаге временного интервала $t_{\text{н}}^{(2)} \in (2, 3)$ с набегом фазы $\delta(t, \tau) = \delta(t_{\text{н}}^{(2)})$:

$$\delta(t_{\text{н}}^{(2)}) = \omega(t_{\text{н}}^{(1)})\tau = 2\pi\tau_{\text{н}} + C_{\text{ос}}\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(1)}). \quad (2.104)$$

С учётом (2.104) дифференциальное уравнение (2.95) для нормированных относительных автодинных изменений амплитуды $a_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(2)})$ имеет вид:

$$\frac{da_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(2)})}{dt_{\text{н}}^{(2)}} + \frac{1}{\tau_{\text{ан}}} a_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(2)}) = \frac{1}{\tau_{\text{ан}}} \cos[2\pi\tau_{\text{н}} - \psi_1 + C_{\text{ос}}\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(1)})]. \quad (2.105)$$

Приближённое решение уравнения (2.105) при учёте пренебрежимо малых изменений $\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(1)})$ за время τ и начальных условиях $a_{\text{н}}(t_{\text{н}0}^{(2)}) = a_{\text{н}}(t_{\text{н}1\infty}^{(1)})$ в соответствии с (2.103) при условии $t_{\text{н}}^{(1)} = 1$, имеет вид:

$$a_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(2)}) = \cos[2\pi\tau_{\text{н}} - \psi_1 + C_{\text{ос}}\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(1)})] + \exp\left(-\frac{t_{\text{н}0}^{(2)}}{\tau_{\text{ан}}}\right) \left[\cos(2\pi\tau_{\text{н}} - \psi_1) - \cos\left(2\pi\tau_{\text{н}} - \psi_1 - \frac{C_{\text{ос}}(1 - \gamma\rho)}{\sqrt{1 + \gamma^2}} \sin 2\pi\tau_{\text{н}}\right) \right]. \quad (2.106)$$

После подстановки (2.106) в (2.96) и элементарных преобразований получим выражения для относительных $\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(2)})$ и абсолютных изменений $\omega(t_{\text{н}}^{(2)})$ частоты колебаний:

$$\begin{aligned} \chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(2)}) = & -\frac{(1-\gamma\rho)}{\sqrt{1+\gamma^2}} \sin(2\pi\tau_{\text{H}} + C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(1)})) - \\ & -\gamma\sqrt{\frac{1+\rho^2}{1+\gamma^2}} \cos\left[2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1 + C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(1)})\right] - \gamma\sqrt{\frac{1+\rho^2}{1+\gamma^2}} \exp\left(-\frac{t_{\text{H}}^{(2)}}{\tau_{\text{ан}}}\right) \times \\ & \times \left[\cos(2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1) - \cos\left(2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1 - \frac{C_{\text{oc}}(1-\gamma\rho)}{\sqrt{1+\gamma^2}} \sin 2\pi\tau_{\text{H}}\right) \right], \end{aligned} \quad (2.107)$$

$$\omega(t_{\text{H}}^{(2)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ма}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(2)}). \quad (2.108)$$

Начальные значения $\delta(t_{\text{H}0}^{(2)})$, $a_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(2)})$ и $\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(2)})$ в момент прихода второго отраженного излучения, полученные из (2.104), (2.106), (2.107) при условии $t_{\text{H}}^{(2)} = 0$, соответственно равны:

$$\delta(t_{\text{H}0}^{(2)}) = 2\pi\tau_{\text{H}} - C_{\text{oc}}[(1-\gamma\rho)/(1+\gamma^2)^{1/2}] \sin 2\pi\tau_{\text{H}}, \quad (2.109)$$

$$a_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(2)}) = \cos(2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1), \quad (2.110)$$

$$\begin{aligned} \chi_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(2)}) = & -\frac{(1-\gamma\rho)}{\sqrt{1+\gamma^2}} \sin\left(2\pi\tau_{\text{H}} - \frac{C_{\text{oc}}(1-\gamma\rho)}{\sqrt{1+\gamma^2}} \sin 2\pi\tau_{\text{H}}\right) - \\ & -\gamma\sqrt{\frac{1+\rho^2}{1+\gamma^2}} \cos(2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1), \end{aligned} \quad (2.111)$$

При этом установившиеся значения $\delta(t_{\text{H}\infty}^{(2)})$, $a_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(2)})$ и $\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(2)})$, полученные при равенстве $t_{\text{H}}^{(2)} = \infty$, соответственно равны на шаге 2:

$$\delta(t_{\text{H}\infty}^{(2)}) = 2\pi\tau_{\text{H}} - C_{\text{oc}} \sin(2\pi\tau_{\text{H}} + \theta), \quad (2.112)$$

$$a_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(2)}) = \cos[2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1 - C_{\text{oc}} \sin(2\pi\tau_{\text{H}} + \theta)], \quad (2.113)$$

$$\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(2)}) = -\sin[2\pi\tau_{\text{H}} + \theta - C_{\text{oc}} \sin(2\pi\tau_{\text{H}} + \theta)]. \quad (2.114)$$

Шаг 3. На основании (2.107), (2.108) изменённые на втором шаге колебания после задержки на время τ воздействуют на генератор на третьем временном интервале $t_{\text{H}}^{(3)} \in (3, 4)$ с набегом фазы $\delta(t, \tau) = \delta(t_{\text{H}}^{(3)})$:

$$\delta(t_{\text{H}}^{(3)}) = \omega(t_{\text{H}}^{(2)})\tau = 2\pi\tau_{\text{H}} + C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(2)}). \quad (2.115)$$

Приближённое решение уравнения (2.95) для автодинных изменений амплитуды $a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(3)})$ при учёте (2.114), пренебрежимо малых изменений $\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(2)})$ за время τ и начальных условий $a_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(3)}) = a_{\text{H}}(t_{\text{H}1\infty}^{(2)})$ при равенстве $t_{\text{H}0}^{(3)} = 0$ и $t_{\text{H}}^{(2)} = 1$ имеет вид:

$$\begin{aligned}
a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(3)}) &= \cos[2\pi\tau_{\text{H}} - \psi + C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(2)})] + \\
&+ \exp\left(-\frac{t_{\text{H}}^{(3)}}{\tau_{\text{aH}}}\right) \cos\{2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1 - C_{\text{oc}}\sin[2\pi\tau_{\text{H}} + \theta]\} - \exp\left(-\frac{t_{\text{H}}^{(3)}}{\tau_{\text{aH}}}\right) \times \\
&\times \cos[2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1 - C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(2)})].
\end{aligned} \tag{2.116}$$

Подставляя (2.115) в (2.96) получим выражения для относительных $\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(3)})$ и абсолютных изменений $\omega(t_{\text{H}}^{(3)})$ частоты колебаний:

$$\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(3)}) = -\frac{(1-\gamma\rho)}{\sqrt{1+\gamma^2}} \sin[2\pi\tau_{\text{H}} + C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(2)})] - \gamma\sqrt{\frac{1+\rho^2}{1+\gamma^2}} a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(3)}), \tag{2.117}$$

$$\omega(t_{\text{H}}^{(3)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ма}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(3)}). \tag{2.118}$$

Из (2.114)–(2.116), полагая $t_{\text{H}}^{(3)} = 0$ и $t_{\text{H}}^{(3)} = \infty$, получим начальные $\delta(t_{\text{H}0}^{(3)})$, $a_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(3)})$, $\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(3)})$ и установившиеся $\delta(t_{\text{H}\infty}^{(3)})$, $a_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(3)})$, $\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(3)})$ величины фазы $\delta(t_{\text{H}}^{(3)})$ и относительных автодинных изменений амплитуды $a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(3)})$ и частоты $\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(3)})$ колебаний генератора:

$$\delta(t_{\text{H}0}^{(3)}) = 2\pi\tau_{\text{H}} + C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(2)}), \tag{2.119}$$

$$a_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(3)}) = \cos[\delta(t_{\text{H}0}^{(3)}) - \psi_1] = \cos[2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1 - C_{\text{oc}}\sin(2\pi\tau_{\text{H}} + \theta)], \tag{2.120}$$

$$\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(3)}) = -\frac{(1-\gamma\rho)}{\sqrt{1+\gamma^2}} \sin\delta(t_{\text{H}0}^{(3)}) - \gamma\sqrt{\frac{1+\rho^2}{1+\gamma^2}} a_{\text{H}}(t_{\text{H}0}^{(3)}), \tag{2.121}$$

$$\begin{aligned}
\delta(t_{\text{H}\infty}^{(3)}) &= 2\pi\tau_{\text{H}} + C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(2)}) = \\
&= 2\pi\tau_{\text{H}} - C_{\text{oc}}\sin[2\pi\tau_{\text{H}} + \theta - C_{\text{oc}}\sin(2\pi\tau_{\text{H}} + \theta)],
\end{aligned} \tag{2.122}$$

$$\begin{aligned}
a_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(3)}) &= \cos[\delta(t_{\text{H}\infty}^{(3)}) - \psi_1] = \\
&= \cos\langle 2\pi\tau_{\text{H}} - \psi_1 - C_{\text{oc}}\{\sin[2\pi\tau_{\text{H}} + \theta - C_{\text{oc}}\sin(2\pi\tau_{\text{H}} + \theta)]\} \rangle,
\end{aligned} \tag{2.123}$$

$$\begin{aligned}
\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(3)}) &= \sin[\delta(t_{\text{H}\infty}^{(3)}) + \theta] = \\
&= \sin\langle 2\pi\tau_{\text{H}} + \theta - C_{\text{oc}}\{\sin[2\pi\tau_{\text{H}} + \theta - C_{\text{oc}}\sin(2\pi\tau_{\text{H}} + \theta)]\} \rangle.
\end{aligned} \tag{2.124}$$

Шаг *n*. Анализ последовательности выполненных выше решений позволил найти общие выражения для расчёта требуемых величин на *n*-ом шаге, используя решения, полученные на предыдущем (*n*–1)-ом шаге. В общем случае результат воздействия (*n*–1) отражённого излучения на анализируемый процесс автоколебаний *n*-го шага запишем в виде:

$$\delta(t_{\text{H}}^{(n)}) = \omega(t_{\text{H}}^{(n-1)})\tau = 2\pi\tau_{\text{H}} + C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n-1)}), \quad (2.125)$$

$$a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n)}) = \cos[\delta(t_{\text{H}}^{(n)}) - \psi_1] + \exp\left(\frac{-t_{\text{H}}^{(n)}}{\tau_{\text{ан}}}\right) \{a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n-1)}) - \cos[\delta(t_{\text{H}0}^{(n-1)}) - \psi_1]\}, \quad (2.126)$$

$$\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n)}) = -\frac{(1-\gamma\rho)}{\sqrt{1+\gamma^2}} \sin\delta(t_{\text{H}}^{(n)}) - \gamma\sqrt{\frac{1+\rho^2}{1+\gamma^2}} a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n)}), \quad (2.127)$$

$$\omega(t_{\text{H}}^{(n)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ma}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n)}), \quad (2.128)$$

$$\delta(t_{\text{H}\infty}^{(n)}) = 2\pi\tau_{\text{H}} + C_{\text{oc}}\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(n-1)}), \quad (2.129)$$

$$a_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(n)}) = \cos[\delta(t_{\text{H}\infty}^{(n)}) - \psi_1], \quad (2.130)$$

$$\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(n)}) = \sin[\delta(t_{\text{H}\infty}^{(n)}) + \theta]. \quad (2.131)$$

Из анализа выражений (2.125)–(2.131) видно, что закономерности изменений амплитуды $a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n)})$ и частоты $\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n)})$ колебаний после включения генератора на n -ом шаге определяются набегом фазы $\delta(t_{\text{H}}^{(n)})$ отражённого от объекта локации излучения за время τ на частоте $\omega(t_{\text{H}}^{(n-1)})$ $(n-1)$ -го шага. При этом в процессе вычислений величин $a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n)})$ согласно (2.126) требуется учитывать также конечные значения $a_{\text{H}}(t_{\text{H}}^{(n-1)})$ при $t_{\text{H}}^{(n-1)} = 1$ и начальные значения фазы $\delta(t_{\text{H}0}^{(n-1)})$ при $t_{\text{H}}^{(n-1)} = 0$ на $(n-1)$ -м шаге.

Необходимо отметить, что полученные выражения для установившихся значений $\delta(t_{\text{H}\infty}^{(n)})$, $a_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(n)})$ и $\chi_{\text{H}}(t_{\text{H}\infty}^{(n)})$ n -го шага согласно (2.129)–(2.131) совпадают с квазистатическими решениями, полученными в [64,143-145], а сама процедура нахождения решений для установившихся значений соответствует порядку решения трансцендентных уравнений n -го приближения, описывающих отклик автодина, работающего в режиме непрерывного излучения [62].

Для дальнейшего анализа полученных выражений (2.97)–(2.131), описывающих динамику установления автодинного отклика радиоимпульсного генератора, используем численные методы с привлечением математического пакета программ MathCAD. Здесь рассмотрим случай неподвижного объекта локации, когда в полученных выше выражениях время запаздывания τ имеет фиксированные значения. Для этого случая на рисунке 2.22 представлены графики установления мгновенных значений фазы $\delta(n)$, нормированных относительных амплитуды $a_{\text{H}}(n)$ и частоты $\chi_{\text{H}}(n)$ для различных начальных значений нормированного к периоду

колебаний³ времени $\tau_n = \omega_0 \tau / 2\pi$. Номера кривых на рисунке 2.22 соответствуют следующим значениям τ_n : $\tau_n = 0,15$ (кривые 1); $\tau_n = 0,35$ (кривые 2); $\tau_n = 0,6$ (кривые 3); $\tau_n = 0,75$ (кривые 4).

Графики на рисунке 2.22 построены при величинах параметра внешней обратной связи $C_{oc} = 0,8$ и коэффициентах неизохронности $\gamma = 1$, неизодромности⁴ $\rho = -0,2$, а также различных значениях нормированной постоянной времени $\tau_{ан} = \tau_a / \tau$ автодинного отклика: $\tau_{ан} = 0,1$ (рисунок 2.22,а), $\tau_{ан} = 1,0$ (рисунок 2.22,б) и $\tau_{ан} = 10$ (см. рисунок 2.22,в). По горизонтали на графиках отложены порядковые номера n парциальных отражений (номера шагов) электромагнитного излучения после запуска генератора. Каждому n -му шагу соответствует временной интервал с протяжённостью, равной τ , границы которого находятся в промежутке времени $n\tau < t < (n+1)\tau$. Соответствующий промежуток времени с номером n в дальнейшем при необходимости будем называть также «зоной воздействия n -го отражения».

Из графиков рисунка 2.22 видно, что при отсутствии отражённого излучения (шаг «0») автодинный отклик, естественно, отсутствует $a_n(t_0) = a_1(0) = 0$, $\chi_n(t_0) = \chi_n(0) = 0$. Это означает, что частота генерации $\omega(t_0) = \omega(0) = \omega_0$. Поэтому на первом шаге, когда появляется отражённое излучение, фаза $\delta(t_n^{(1)}) \equiv \delta(1)$ не изменяется и определяется относительным положением (неподвижного) отражателя, т.е. величиной времени запаздывания τ_n . На данном шаге в соответствие с величиной набега фазы $\delta(1)$ происходит первое формирование автодинного отклика, при котором появляются экспоненциально нарастающие изменения амплитуды $a_n(t_n^{(1)}) \equiv a_n(1)$ и, по более сложному закону, изменения частоты $\chi_n(t_n^{(1)}) \equiv \chi_n(1)$ колебаний.

Как показано в работах [64,143], на определённых участках значений фазы $\delta(t_n^{(n)})$, где производная ЧХА $d\chi_n(t_n^{(n)})/d\tau_n > 0$, в системе «генератор – объект локации» действует как бы положительная обратная связь, стимулирующая дальнейший рост величины автодинных изменений частоты. Поэтому на этих участках значений фазы $\delta(t_n^{(n)})$, как и при квазистатическом анализе [64,143], наблюдается релаксационный процесс установления автодинного отклика (см. кривые 1, 3 и 4 на рисунке 2.22). На участке спада ЧХА, где $d\chi_n(t_n^{(n)})/d\tau_n < 0$, – действует

³ Случай формирования сигналов от движущегося объекта локации, когда величина τ является переменной, рассмотрен далее в разделе 2.10.

⁴ Принятые для расчётов значения коэффициентов γ и ρ близки полученным экспериментально в работе [193] для гибридно-интегральных автодинных модулей «Тигель-08» 8-мм диапазона, выполненных на планарных двухмезовых диодах Ганна.

отрицательная запаздывающая обратная связь, вызывающая «противоположные» воздействия на систему в последующем шаге. В этом случае наблюдается ступенчатый аperiodический закон установления автодинного отклика (см. кривые 2).

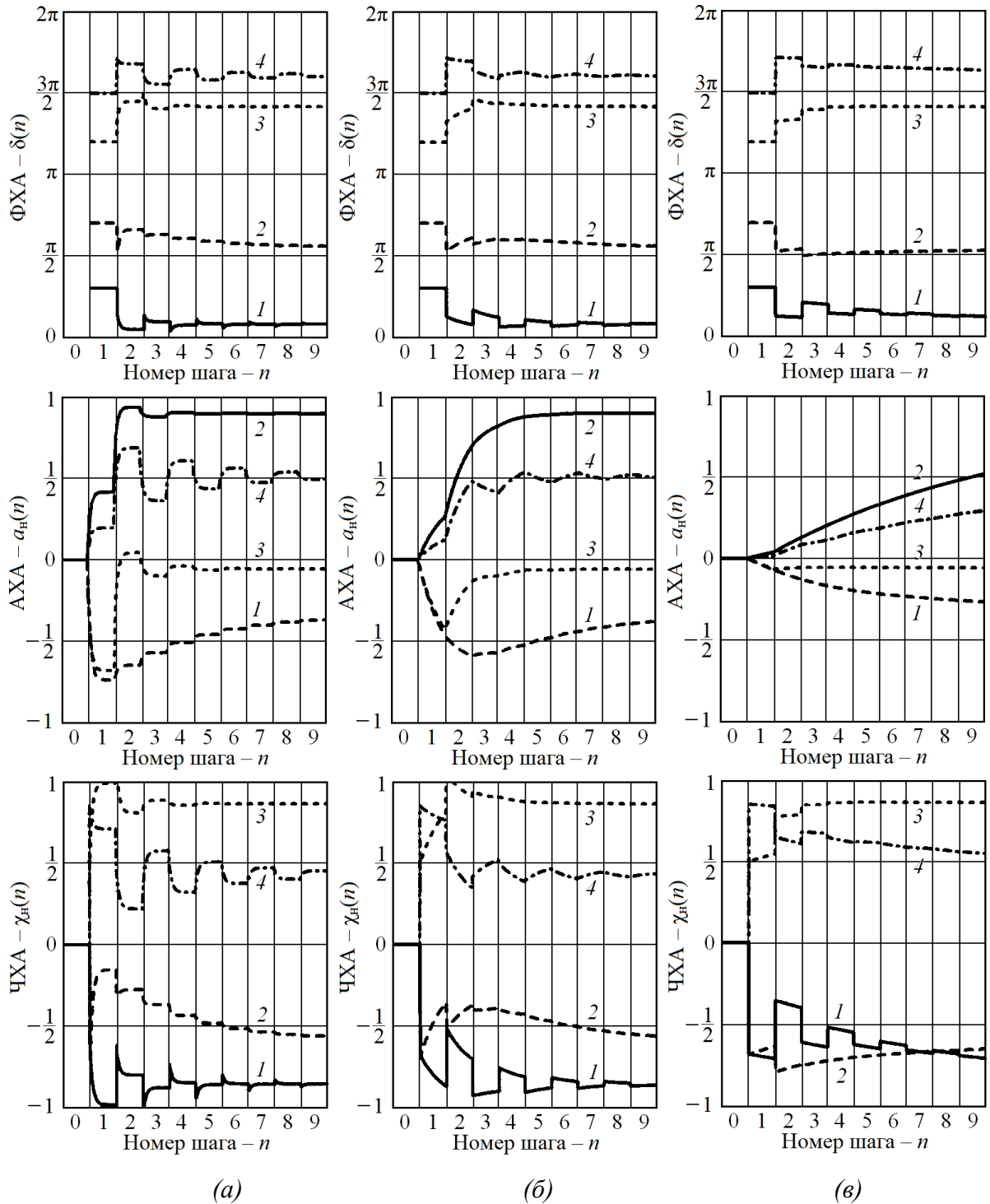


Рисунок 2.22. Результаты вычисления автодинного отклика после «включения» генератора при различных значениях нормированной постоянной времени $\tau_{ан}$.

Глубина запаздывающей обратной связи в системе и, соответственно, продолжительность процесса установления в целом (число n) и его характер зависят также от внутренних параметров

генератора (неизохронности γ и неизодромности ρ). Расчёты показали, что для изохронного и изодромного генератора ($\gamma = \rho = 0$) графики пошаговых изменений $\delta(n)$ и $\chi_n(n)$ становятся ступенчатыми, без экспоненциальной составляющей, а продолжительность процесса установления – заметно меньше, чем у неизохронного генератора.

В связи с полученными результатами здесь необходимо определиться с самим понятием продолжительности процесса установления автодинного отклика. Будем говорить об установившемся процессе, если мгновенные значения низкочастотного автодинного отклика достигают своего состояния, при котором последующие парциальные воздействия отражённого излучения не вызывают их изменение в заданное число раз, например 0,1 от амплитуды. В качестве меры продолжительности этого процесса в случае, когда $\tau_{ан} \ll 1$, можно принять число парциальных отражений n_y , т.е. требуемое число шагов n установления. Как следует из сравнения графиков рисунка 2.22,а–в, в данном случае инерционность изменений амплитуды лишь сглаживает отклик $a_n(n)$ на границах зон воздействия отражённого излучения. При этом видно, что на продолжительность установления (число n_y) автодинного отклика преимущественное влияние оказывает величина параметра внешней обратной связи C_{oc} . Например, при $C_{oc} = 0,1$ автодинный отклик достигает своего конечного состояния практически при первом же воздействии отражённого излучения ($n_y = 1$). С увеличением этого параметра число шагов n_y значительно растёт, так при $C_{oc} = 0,8$ этот процесс завершается к 9...10 шагу, а при $C_{oc} = 1$ – неограниченно продолжается, напоминая незатухающие колебания. В случае, когда величина C_{oc} превышает единицу, релаксационные процессы при определённых значениях фазы с увеличением числа парциальных отражений от объекта локации следуют с нарастающей амплитудой. В случае «инерционного» АД, когда выполняется неравенство $\tau_{ан} \gg 1$, в процессе установления автодинного отклика изменения амплитуды $a_n(n)$ сглаживаются, и продолжительность переходного процесса полностью определяется абсолютной величиной постоянной времени τ_a автодинного отклика.

Необходимо отметить, что из анализа переходных процессов в радиоимпульсном автодине квазистатическим методом в работах [64,143] сделан вывод о целесообразности применения в генераторе внешнего высокочастотного резонатора. Такое решение, безусловно, способствует расширению динамического диапазона радиоимпульсных СБРЛ, уменьшению искажений выходного сигнала и сокращению времени установления мгновенных значений автодинного отклика. Однако из представленных здесь результатов следует, что увеличение эквивалентной

добротности колебательной системы затягивает переходной процесс установления амплитудных значений автодинного отклика, то есть АД не успевает полностью «среагировать» на поступивший в резонатор генератора очередной радиоимпульс, отражённый от объекта локации. По этой причине в «быстродействующих» СБРЛ, в которых время для принятия решения об обнаружении объекта локации ограничено, при выборе типа автодинного генератора, способа выделения сигнала и алгоритма его обработки необходимо разрешение указанного противоречия.

Результаты исследований динамических характеристик могут использоваться при расчёте сигналов не только автодинных СВЧ генераторов, но и лазерных автодинных измерителей скорости объектов, у которых при вполне обычных скоростях движения и расстояниях до объектов возникают условия, при которых время запаздывания отражённого излучения и период автодинного сигнала являются соизмеримыми. Так, например, при длине волны лазера около 900 нм при скорости объекта около 10 м/с получим частоту автодинного сигнала около 20 МГц. При этом на расстоянии всего 10 м период сигнала $T_a = 45 \cdot 10^{-9}$ с оказывается меньше времени запаздывания отражённого излучения $\tau = 55,7 \cdot 10^{-9}$ с.

2.11. Формирование сигналов радиоимпульсных автодинов

Описание принципа преобразования отклика радиоимпульсных АД в полезный сигнал, пригодный для дальнейшей обработки в СБРЛ, представлено в [64]. Этот принцип основан на временном стробировании автодинного отклика, запоминании схемой «выборка-хранение» на период повторения и сглаживании результирующей совокупности «ступеньчатого» сигнала фильтром нижних частот. В данном разделе рассмотрим как результат такого преобразования особенности формирования автодинного отклика генератора с радиоимпульсным СВЧ излучением в различных зонах воздействия отраженного излучения.

Результаты формирования представлены в виде графиков на рисунке 2.23. Из рассмотрения графиков рисунка 2.23 видно, что при первом воздействии отражённого излучения, когда оно соответствует режиму стационарных колебаний генератора, ФХА является линейной: $\delta^{(1)} = 2\pi\tau_n$ (см. графики первой строки). По этой причине АХА $a_n^{(1)}$ и ЧХА $\chi_n^{(1)}$ имеют вид гармонических функций от нормированного времени τ_n (см. графики 2 и 3 строк). При этом увеличения мгновенной частоты колебаний генератора вызывают соответствующие ускоренные изменения набега фазы на втором шаге $\delta^{(2)}$, а её уменьшения – замедление этого процесса (см. графики строки 4). Поэтому вызванные первым воздействием отражённого излучения изменения частоты

генерации на втором шаге вызывают «деформацию» ФХА $\delta^{(2)}$ и, соответственно, значительные искажения АХА $a_n^{(2)}$ и ЧХА $\chi_n^{(2)}$ (см. графики строк 5, 6). При этом один скат ЧХА $\chi_n^{(2)}$ выглядит более крутым (с положительной производной), а второй – более пологим. Данные изменения в ЧХА $\chi_n^{(2)}$ оказывают влияние на ФХА $\delta^{(3)}$ последующего шага, вызвав дальнейшее увеличение её крутизны на первом участке и появление прогиба – на втором (см. графики строки 7). Как видно из графиков 8 и 9 строк, эти изменения также отразилось на форме АХА $a_n^{(3)}$ и ЧХА $\chi_n^{(3)}$ третьей зоны воздействия.

Из анализа графиков рисунка 2.23,а видно, что в случае выполнения неравенства $\tau_{ан} \ll 1$, то есть $\tau_a \ll \tau$, динамические автодинные характеристики, полученные в настоящей работе, практически полностью совпадают с характеристиками, рассчитанными на основе квазистатической модели (см. рисунки 1 и 2, [145]) и снятыми экспериментально (см. рисунок 10, [145]). В случае, когда это неравенство не выполняется, динамика экспоненциального изменения во времени амплитуды АХА $a_n^{(n)}$ определяется постоянной времени τ_a (см. графики рисунка 2.23,б). Поэтому в последнем случае наблюдается зависимость амплитуды $a_n^{(n)}$ как от момента фиксации сигнала на выбранном интервале зоны селекции, так и скорости движения отражающего объекта. При этом ЧХА $\chi_n^{(n)}$ в начале процесса установления имеет несколько меньшую амплитуду автодинных изменений частоты (за счёт уменьшения составляющей, обусловленной неизохронностью генератора), чем в предыдущем случае. Поэтому наблюдаемые на рисунке 2.23,б характеристики автодинного отклика $a_n^{(n)}$ и $\chi_n^{(n)}$ в переходный период имеют меньшие искажения, чем в случае выполнения неравенства $\tau_{ан} \ll 1$.

Вычисления характеристик для последующих воздействий ($n = 4, \dots$) отраженного излучения показали, что при величинах параметра внешней обратной связи $C_{oc} < 1$ (см. рисунки 2.23,а и б) рассматриваемый процесс пошагового формирования автодинного отклика завершается видом АХА и ЧХА для установившегося режима, исследованных в работах [62,193] для непрерывного режима работы. В случае, когда параметр внешней обратной связи $C_{oc} > 1$, автодинные характеристики $\delta^{(1)}$, $a_n^{(1)}$ и $\chi_n^{(1)}$ в зоне первого отражения ($n = 1$) ничем не отличаются от случая, когда $C_{oc} < 1$, то есть ФХА – линейна, а АХА и ЧХА – синусоидальные (см. рисунки 2.23,в и г).

Это означает, что в этой зоне действия автодинной системы происходит линейное формирование сигналов с частотой Доплера, как у радиолокаторов гомодинного типа. Правда, в случае «инерционного» автодина есть некоторый проигрыш в амплитуде сигнала $a_n^{(1)}$ (см.

рисунок 2.23,з). Однако последующие парциальные отражения, когда $n > 1$, вызывают вследствие сильной фазовой модуляции излучения значительные усложнения автодинных характеристик с потерей информационной составляющей выходных сигналов – частоты Доплера. Процесс их формирования, зависящий также от инерционных свойств автодинного генератора, переходит с увеличением числа шагов в квазихаотический, который вызывает «рассыпание» спектра выходного сигнала.

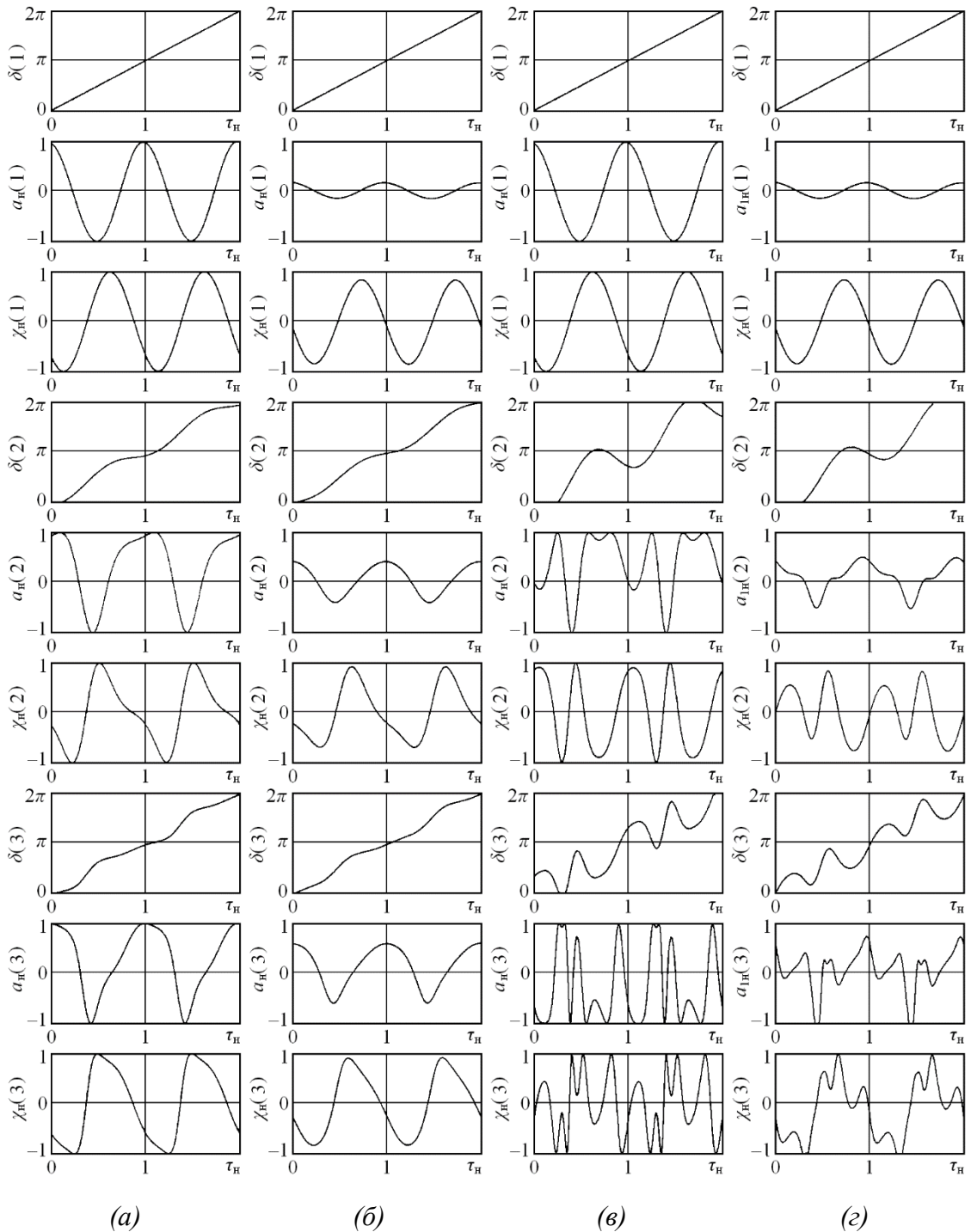


Рисунок 2.23. Автодинный отклик радиоимпульсного СВЧ генератора, формируемый в различных зонах воздействия отраженного излучения (см. текст).

Теперь рассмотрим динамику установления относительных амплитудных значений автодинных изменений амплитуды $|a_n|_{\max} \equiv A_n$ и частоты $|\chi_n|_{\max} \equiv X_n$ колебаний генератора. Для расчёта характеристик установления этих значений в соответствии с разработанной методикой необходимо в исходных данных, кроме внутренних параметров генератора, задать также такие значения нормированного времени τ_n , при которых соответствующий параметр имеет максимальную величину. Данные условия находятся из выражений (2.130)–(2.131) для установившихся значений, используя корни трансцендентных уравнений n -го порядка для фазы $\delta(t_{n\infty}^{(n)})$:

$$2\pi\tau_n + C_{oc}\chi_n(t_{n\infty}^{(n-1)}) + \theta - \pi / 2 = 0. \quad (2.132)$$

$$2\pi\tau_n + C_{oc}\chi_n(t_{n\infty}^{(n-1)}) - \psi = 0. \quad (2.133)$$

Используя в пакете программ MathCAD метод секущих итерационного алгоритма, реализованного в функции root, находим корни уравнений (2.132) и (2.133), после подстановки которых в выражения (2.97)–(2.132) получим соответствующие пошаговые зависимости $A_n(n)$ и $X_n(n)$. На рисунке 2.24,а и б представлены графики этих зависимостей, рассчитанные при прежних значениях параметра C_{oc} , коэффициентов неизохронности γ и неизодромности ρ , но при различных значениях нормированной постоянной времени автодинного отклика: $\tau_{ан} = 0,1$ (кривые 1), $\tau_{ан} = 1,0$ (кривые 2), $\tau_{ан} = 2,5$ (кривые 3) и $\tau_{ан} = 10$ (кривые 4).

Из сравнения графиков рисунка 2.24,а и кривых 1 на рисунке 2.22 видно, что в случае малой инерционности генератора ($\tau_{ан} \ll 1$) амплитудные значения автодинного отклика устанавливаются без релаксационного процесса и относительно быстрее, чем их мгновенные значения. В остальных случаях, когда $\tau_{ан}$ соизмерима с единицей и $\tau_{ан} \gg 1$, эта разница менее значительна, а установление амплитуд практически монотонно. Необходимо отметить, что в гипотетическом случае изохронного и изодромного генератора ($\gamma = \rho = 0$) при выбранном параметре внешней обратной связи ($C_{oc} = 0,8$) установление амплитуды изменений частоты $X_n(n)$ завершается уже на втором шаге независимо от величины постоянной времени τ_a . Для реальных СВЧ генераторов ($\gamma, \rho \neq 0$) этот процесс в значительной степени затягивается и определяется инерционностью изменений амплитуды колебаний.

При экспериментальной проверке полученных результатов использовались два автодинных модуля «Тигель-08М» 8-мм диапазона, выполненных на планарных двухмезовых диодах Ганна, подробно описанных в работах [62,193] и в Приложении 2. Первый модуль был обычным не

стабилизированным генератором. Его постоянная времени автодинного отклика, измеренная методом биений [207], составила $\tau_a = (1...1,3) \cdot 10^{-9}$ с.

Для реализации случая «инерционного» генератора использовался второй модуль «Тигель-08М», но стабилизированный по схеме «на отражение» высокочастотным резонатором, связанным с основным резонатором генератора резистивно. Эквивалентная добротность колебательной системы второго модуля составила величину около 1700 [57], а постоянная времени автодинного отклика – порядка $25 \cdot 10^{-9}$ с.

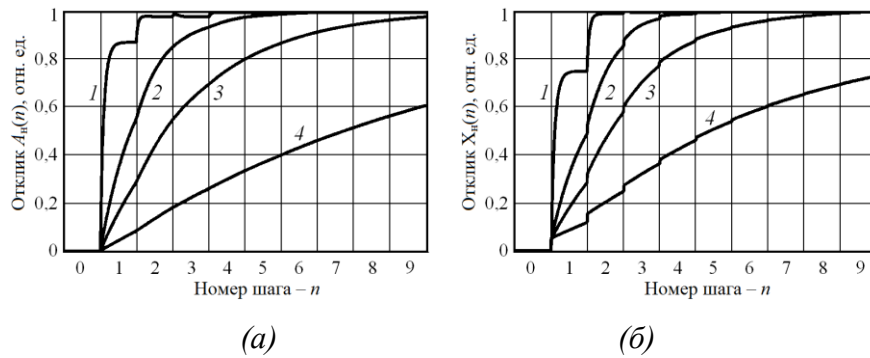


Рисунок 2.24. Графики пошагового формирования зависимостей $A_n(n)$ (а) и $X_n(n)$ (б) радиоимпульсных АД, рассчитанные при различных значениях нормированной постоянной времени автодинного отклика.

Исследования динамики установления автодинного отклика выполнялись при следующих условиях: период модуляции радиоимпульсного автодина был выбран равным 10 мкс; длительность модулирующего импульса – 400 нс; длительность стробирующего импульса, управляющего схемой «выборки-хранения», и дискретность установки этого импульса относительно начала модулирующего импульса – 10 нс.

На рисунке 2.25 представлены графики нормированных зависимостей амплитуды $A_n(t_c)$ автодинного сигнала на выходе блока аналоговой обработки сигналов от временного положения t_c стробирующего импульса. Кривые 1 и 2 получены при длине волноводного тракта между генератором и имитатором доплеровского сигнала 1,5 м, а кривые 3 и 4 – при 6 м. При этом амплитуда отражённого СВЧ излучения в этом тракте поддерживалась с помощью переменного аттенюатора на уровне, обеспечивающем величину параметра $C_{oc} \approx 0,8$. Величина данного параметра контролировалась при переводе генератора в режим непрерывных колебаний.

Для кривых на рисунке 2.25 значения нормированных постоянных времени автодинного отклика $\tau_{ан}$ и требуемое число парциальных отражений n_y , необходимых для установления

амплитуды сигнала $A_n(n)$ до уровня 0,9 от максимального, получены следующими: $\tau_{ан} = 0,1$, $n_y = 2$ (кривая 1); $\tau_{ан} = 2,5$, $n_y = 6$ (кривая 2); $\tau_{ан} = 0,025$, $n_y = 1,25$ (кривая 3); $\tau_{ан} = 0,625$, $n_y = 2,25$ (кривая 4). Отметим, для кривых 1 и 2 временные интервалы зон воздействия равны 10нс, а для кривых 3 и 4 – 40нс.

Из сопоставления экспериментальных кривых 1 и 2 с учётом их коррекции на временную продолжительность зоны воздействия и рассчитанных кривых 1 и 3 соответственно, представленных на рисунке 2.24,а, видно их хорошее совпадение. Отсутствие ступенчатости кривой 1 на рисунке 2.25 объясняется принципом работы схемы «выборки-хранения», в которой на запоминающем конденсаторе фиксируется напряжение входного сигнала, соответствующее окончанию времени стробирования.

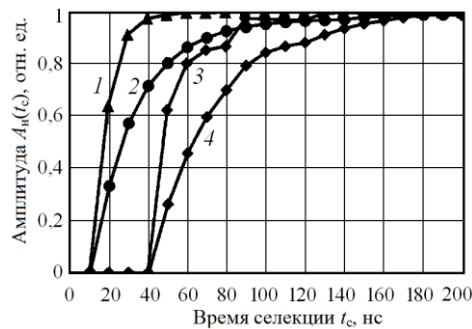
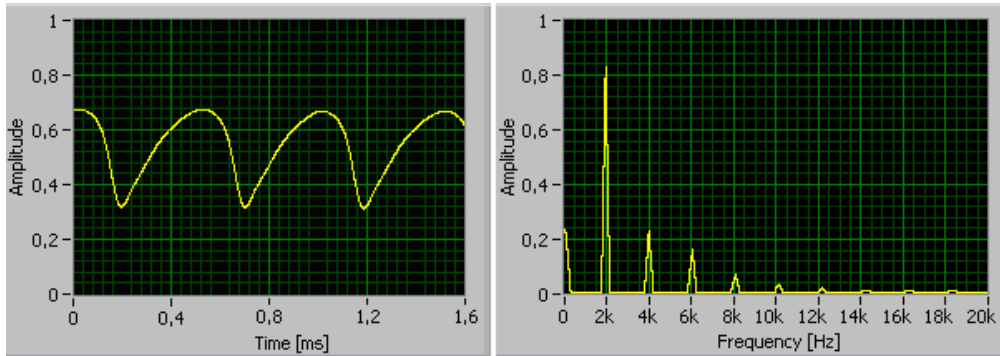


Рисунок 2.25. Графики нормированных зависимостей амплитуды $A_n(t_c)$ автодинного сигнала на выходе блока аналоговой обработки сигнала от временного положения t_c стробирующего импульса.

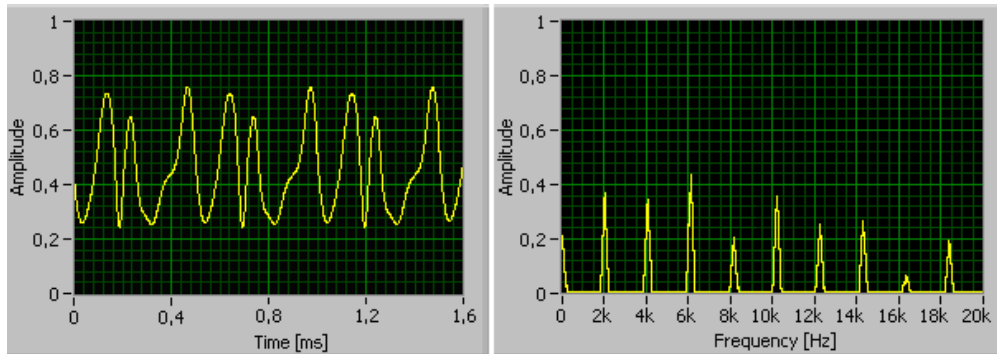
На рисунке 2.26 представлены осциллограммы и спектрограммы автодинных сигналов, полученных с обычным автодинным модулем «Тигель-08М» (рисунок 2.26,а и б) и этим же модулем, но стабилизированным внешним резонатором (рисунок 2.26,в). Длина волноводного тракта между генератором и имитатором доплеровского сигнала составляла 6м, временное положение стробирующего импульса – 160нс (третья зона воздействия отражённого излучения), частота Доплера около 2кГц. Для случая, показанного на рисунке 2.26,а, уровень отражённого излучения устанавливался аттенуатором такой, чтобы обеспечить величину параметра $C_{oc} \approx 0,8$, а на рисунке 2.24,б – $C_{oc} = 2...3$. При этом диаграммы рисунка 2.26,в получены при таком же уровне отражённого излучения, что и в случае, представленном на рисунке 2.26,б.

Из сравнения полученных диаграмм рисунков 2.26,а и 2.26,б видно, что с увеличением параметра $C_{oc} > 2$ фазовая модуляция автодинного сигнала, обусловленная воздействием отражённого излучения, вызывает «пропадание» доплеровской составляющей частоты сигнала

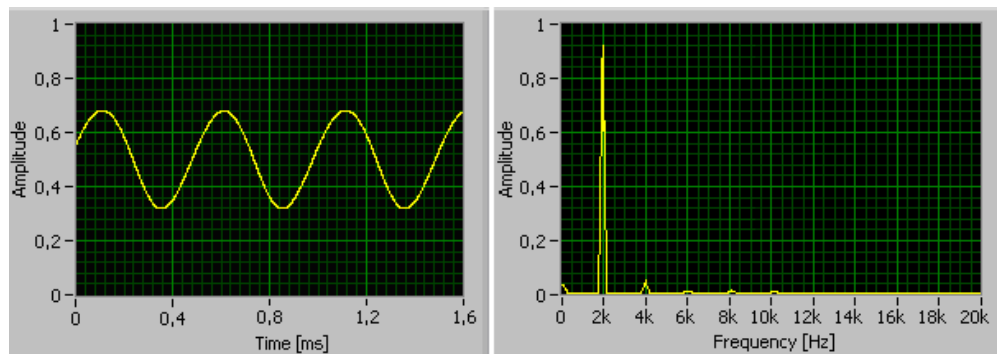
автодина (при $n > 1$). При этом сигнал становится, выражаясь терминами работы [240], «квазинестационарным», а спектр его «рассыпается», приобретая вид эквидистантного спектра. Вид осциллограммы рисунка 2.26,б качественно соответствует расчётной временной диаграмме АХА $a_{\text{н}}(3)$ третьей зоны (см. рисунок 2.23,в).



(a)



(б)



(в)

Рисунок 2.26. Осциллограммы и спектрограммы автодинных сигналов, полученных с обычным автодинным модулем «Тигель-08М» (a) и (б) и с этим же модулем, но стабилизированным внешним резонатором (в).

Представленные на рисунке 2.26,в диаграммы экспериментально подтверждают правильность сделанной в работах [64,145] рекомендации относительно целесообразности применения в генераторе внешнего резонатора, улучшающего спектр сигнала и расширяющего динамический диапазон автодинной СБРЛ. При этом необходимо отметить, что при временном

перемещении стробирующего импульса в сторону уменьшения временной задержки t_c , амплитуда выходного сигнала заметно уменьшается в соответствии с кривой 4 рисунка 2.25, что обусловлено инерционностью стабилизированного генератора.

Рассмотренные выше условия при решении ряда задач ближней радиолокации имеют вполне определённый практический смысл, так как при обработке сигналов в СБРЛ необходимо учитывать особенности формирования автодинного отклика. В случае, когда расстояние между радиоимпульсной СБРЛ и отражающим объектом достаточно велико, а добротность Q_n КС генератора имеет сравнительно малые значения, так что время запаздывания τ отражённого излучения значительно превышает характеристическое время τ_a установления автодинного отклика ($\tau \gg \tau_a$), влиянием инерционности изменений амплитуды колебаний при анализе особенностей формирования автодинного отклика можно пренебречь. Процесс формирования отклика при этом с достаточной для практики точностью описывается методом шагов с применением выражений, полученных в квазистатическом приближении [64,145].

В случае малых расстояний между СБРЛ и отражающим объектом и высоких значений добротности Q_n колебательной системы генератора выполняется обратное соотношение упомянутых величин: $\tau \ll \tau_a$. В этом случае процесс установления отклика автодина полностью определяется характеристической постоянной времени τ_a , а его анализ может выполняться на основе системы обыкновенных дифференциальных уравнений, в которой все переменные определены в один и тот же момент времени (см. выражения (8), (9) работы [58]). Задача анализа динамики формирования автодинного отклика в случае, когда величины τ и τ_a являются соизмеримыми, решается в общем случае согласно с разработанной выше методикой.

Необходимо отметить, что из анализа переходных процессов в радиоимпульсном автодине квазистатическим методом в работах [64,145] сделан вывод о целесообразности применения в генераторе внешнего высокодобротного резонатора. Такое решение, безусловно, способствует расширению динамического диапазона радиоимпульсных СБРЛ, уменьшению искажений выходного сигнала и сокращению времени установления мгновенных значений автодинного отклика. Однако из представленных здесь результатов следует, что увеличение эквивалентной добротности КС затягивает переходной процесс установления амплитудных значений автодинного отклика, то есть АД не успевает полностью «среагировать» на поступивший в резонатор генератора очередной радиоимпульс, отражённый от объекта локации. По этой причине в «быстродействующих» СБРЛ, в которых время для принятия решения об обнаружении цели ограничено, при выборе типа автодинного генератора, способа выделения сигнала и алгоритма его обработки необходимо разрешение указанного противоречия.

Таким образом, выполненные исследования динамики установления автодинного отклика с учётом инерционности изменений амплитуды колебаний значительно расширили известные представления о процессах, происходящих в радиоимпульсных СВЧ генераторах при воздействии на них собственного отражённого излучения, изложенные в обзоре [64]. Кроме того, полученные результаты позволили показать процесс зарождения и причины появления квазихаотизации режима автодинного генератора, исследованного ранее в ряде работ [126,228,241-244] для непрерывного режима работы автодина, а также определить более корректно границу, так называемого, «квазистационарного» [240] режима автодина, когда на его выходе формируется сигнал доплеровской частоты. Из результатов исследований также следует, что для нормального функционирования радиоимпульсной СБРЛ характеристическое время релаксации амплитуды колебаний генератора должна быть значительно меньше периода автодинного отклика. Особенно важно учитывать это требование в системах контроля быстро протекающих процессов.

2.12. Особенности формирования автодинных сигналов от объектов локации, находящихся в ближней зоне антенны

В реальных условиях АСБРЛ работают обычно на малых дальностях, когда объект локации находится не только в дальней, но и в промежуточной или даже ближней зоне антенны. Если размер электромагнитного пятна на объекте соизмерим с его поперечником, то, естественно, возникает дифракция излучения на нем, которая приводит к дополнительным пульсациям фазы принятого сигнала при относительном движении объекта и СБРЛ.

Именно для этого случая в данном разделе предложена новая в теории АД электродинамическая модель объекта локации, которая представлена в виде произвольной поверхности, расположенной в поле излучения антенны СБРЛ. Конкретные результаты относятся к случаю объекта, выполненного в виде квадратной пластинки, и были получены численным моделированием сигналов.

При решении внешней задачи АД процесс его взаимодействия с отражённым от объекта локации излучением обычно сводится к нахождению комплексного коэффициента отражения $\dot{\Gamma}$, приведённого к высокочастотным «зажимам» генератора. Этот коэффициент для модели, представленной на рисунке 2.27 в пространстве координат: (x, y, z) , находится как отношение комплексных амплитуд напряжений отражённых $\dot{A}_{отр}$ и падающих $\dot{A}_{пад}$ волн: $\dot{\Gamma} = \dot{A}_{отр} / \dot{A}_{пад}$.

Найдем $\dot{\Gamma}$ методом, который использовался в [245], для матричного описания многоканального интерферометра. Для этого, используя лемму Лоренца запишем следующее

интегральное соотношение:

$$\int \mathbf{j}_2 \mathbf{E}_2 dV = \int \mathbf{j}_1 \mathbf{E}_1 dV, \quad (2.134)$$

где \mathbf{j}_2 – плотность тока на поверхности объекта, \mathbf{j}_1 – плотность тока на входе АД, \mathbf{E}_1 – напряженность электрического поля, наводима отраженной волной, \mathbf{E}_2 – напряженность электрического поля, наводимая на поверхности объекта, падающей волной.

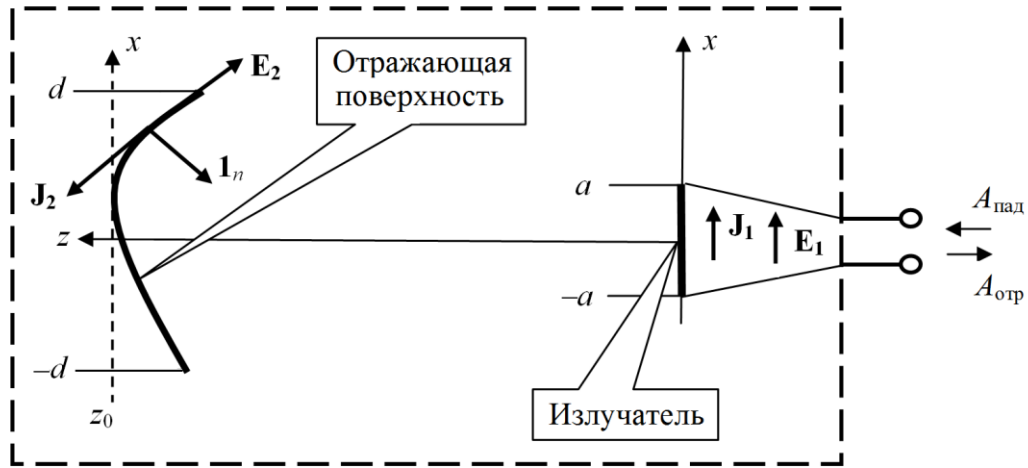


Рисунок 2.27. Схема модели электродинамического взаимодействия.

Для поверхности объекта, представляющей собой идеальный проводник, находим плотность поверхностного тока, который наводится на ней:

$$\mathbf{j}_2 = [\mathbf{1}_n \mathbf{H}_{\tau_2}], \quad (2.135)$$

где \mathbf{H}_{τ_2} – тангенциальная составляющая вектора магнитной напряженности поля на поверхности объекта волны; $\mathbf{1}_n$ – нормаль к поверхности. В правой части (2.134) под током \mathbf{j}_1 будем понимать ток на выходных зажимах АД, а под \mathbf{E}_1 – поле, наводимое на нем отраженной от объекта волной. Подставляя в левую часть (2.134) ток из (2.135), не сложно получить выражение для коэффициента отражения:

$$\dot{\Gamma} = \frac{1}{\dot{A}_{\text{пад}} I_1} \int_{S_{\text{обь}}} [\mathbf{1}_n \dot{\mathbf{H}}_{\tau_2}] \dot{\mathbf{E}}_2 dS. \quad (2.136)$$

Поскольку комплексная амплитуда поля $\dot{\mathbf{E}}_2$ в (4.88) прямо пропорциональна току \dot{I}_1 , а $\dot{\mathbf{H}}_{\tau_2}$ – комплексной амплитуде напряжения $\dot{A}_{\text{пад}}$, то с учётом нормировки амплитудно-фазового распределения поля на апертурах антенны получим:

$$\dot{\Gamma} = - \int_{S_{\text{обь}}} [\mathbf{1}_n \dot{\mathbf{H}}_{\tau_2}] \dot{\mathbf{E}}_2 dS. \quad (2.137)$$

Рассмотрим случай, когда отражающая поверхность находится в зоне Френеля антенны.

Это позволяет в качестве математической модели распределения поля на объекте использовать двумерный пучок Гаусса-Эрмита нулевого порядка [49]. На первом этапе анализа ограничимся одномерным пучком:

$$\dot{W}(x, z) = \frac{1}{\sqrt{a \cdot \sqrt{\pi} \cdot (1 - jD_a)}} \exp\left(-\frac{x^2}{2a^2(1 - jD_a)}\right), \quad (2.138)$$

где $\dot{W}(x, z)$ – медленно меняющаяся комплексная амплитуда векторного электрического потенциала $\dot{A} = \dot{W}(x, z) \exp(-j\beta z)$; a – поперечный размер пучка в плоскости антенны $z=0$ (см. рисунок 2.27); $D_a = \lambda z / 2\pi a^2$ – приведенное расстояние вдоль оси z ; $\beta = 2\pi / \lambda$ – продольное волновое число; λ – длина волны излучения.

Положим, ради простоты, что на апертуре антенны векторный электрический потенциал имеет одну единственную координатную компоненту $\mathbf{A} = A_x \cdot \mathbf{1}_x$. Если принять во внимание, что для пучка Гаусса-Эрмита выполняется сильное неравенство $\beta A_x \gg (\partial A_x / \partial y)$, то вектор электрического и магнитного поля можно записать в виде:

$$\dot{\mathbf{E}}_z = W(x, z) e^{-j\beta z} \mathbf{1}_x, \quad \dot{\mathbf{H}} = W(x, z) e^{-j\beta z} \mathbf{1}_y. \quad (2.139)$$

Норма пучка в форме (2.138) равна 1, что позволяет использовать (2.138) в (2.136) и (2.137) без дополнительных преобразований. Поэтому после подстановки выражений (2.139) в (2.137) и преобразования смешанного векторного произведения $[\mathbf{1}_n \mathbf{1}_\tau] \mathbf{1}_x$ получаем:

$$\dot{\Gamma} = -\exp(-j2\pi z_n) \int_{-d}^d \exp[-j2\pi z_n f(x)] \dot{W}(x, z) dx, \quad (2.140)$$

где d – поперечный размер объекта вдоль оси x , $z_n = z / (\lambda / 2)$ – нормированное расстояние до поверхности объекта по лучу антенны (см. рисунок 2.27), $f(x)$ – уравнение поверхности в безразмерной нормированной форме. С учётом (2.138) из (2.140) получаем:

$$\dot{\Gamma} = -\exp(-j2\pi z_n) \int_{-\xi_d}^{\xi_d} \frac{\exp[j2\pi f(\xi)]}{\sqrt{\pi(1 - jD)}} \exp\left(-\frac{\xi^2}{(1 - jD)}\right) d\xi, \quad (2.141)$$

Здесь $\xi = x / a$, $\xi_d = d / a$, $D = [z_n - f(\xi)] / 2\pi \tilde{a}^2$, $\tilde{a} = 2a / \lambda$ – нормированная апертура антенны. Если $z > |f(d)|$, то зависимостями D от поперечных координат можно пренебречь и заменить в (2.141) эту функцию на D_a . В результате для произвольной поверхности получим:

$$\dot{\Gamma} = -\exp(-j2\pi z_n) \int_{-\xi_d}^{\xi_d} \frac{\exp[j2\pi f(\xi)]}{\sqrt{\pi(1 - jD_a)}} \exp\left(-\frac{\xi^2}{(1 - jD_a)}\right) d\xi, \quad (2.142)$$

Для плоскости конечных размеров интеграл в (2.142) можно выразить через интеграл

вероятности: $\text{erf}(z_n) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z \exp(-t^2) dt$. Тогда, для квадратной апертуры $a \times a$ антенны и квадратной отражающей поверхности $d \times d$ объекта локации выражение (2.142) с учётом двумерности задачи перепишем в следующем виде:

$$\dot{\Gamma} = -\frac{\exp(-j2\pi z_n)}{\sqrt{1-jD_a}} \text{erf}\left(\frac{\xi_d}{\sqrt{1-jD_a}}\right)^2, \quad (2.143)$$

Рассмотрим случай, когда амплитуда отражённой волны $A_{\text{отр}}$, поступающей в КС АД, значительно меньше амплитуды A_0 собственных колебаний генератора, т.е. полагаем, что модуль коэффициента отражения $\Gamma \ll 1$. Для этого случая полученные выше выражения (2.25) для изменений амплитуды $a_a(z_n)$ и частоты $\chi(z_n)$ колебаний, а также набега фазы $\delta(z_n)$ отражённого излучения имеют вид:

$$a_a(z_n) = \Gamma K_a \cos[\delta(z_n) - \psi], \quad (2.144)$$

$$\chi(z_n) = -\Gamma L_a \sin[\delta(z_n) + \theta], \quad (2.145)$$

$$\delta(z_n) = \Phi_F - C_{Fb} \sin[\delta(z_n) + \theta], \quad (2.146)$$

где $\Phi_F = 2\pi z_n + \Phi_\Gamma$ – полный набег фазы отраженного излучения; $\Phi_\Gamma = \text{arctg}(\text{Im}\dot{\Gamma} / \text{Re}\dot{\Gamma})$ – фазовое смещение автодинного отклика, обусловленное дифракцией излучения на объекте локации.

На рисунках 2.28 и 2.29 (см. кривые 1) представлены соответственно графики зависимости модуля $\Gamma(z_n)$ и фазы $\Phi_\Gamma(z_n)$ коэффициента отражения антенны с апертурой $2a \times 2a = 2\lambda \times 2\lambda$, в поле излучения которой находится объект локации. Расчёты выполнялись согласно (2.143) для металлического объекта с поперечными размерами $2d \times 2d = 10\lambda \times 10\lambda$.

Кривые 2 на рисунках 2.28 и 2.29 рассчитана для случая точечного отражателя, когда дифракция отражённого излучения отсутствует. Кривая 2 на рисунке 2.28 получена для характеристики $C_{\text{oc}}(z_n)$ параметра обратной связи АД. При этом значения параметров генератора были приняты следующими: $\alpha_{11} = 0,1$, $\eta = 0,8$, $Q_n = 100$, $\gamma = 1$, $\rho = 0,1$.

На рисунке 2.30 представлены графики относительных изменений амплитуды (а), (в) и частоты (б), (г) колебаний АД для различных значений расстояния z_n до объекта локации, рассчитанные согласно (2.144) и (2.145) с учётом (2.146). Характеристики нормированы на максимальные значения ΓK_a и ΓL_a при условии $\Gamma = \Gamma(z_n = 0)$.

Графики дополнительных изменений набега фазы $\Delta(z_n)$ отражённого излучения, определяемого как: $\Delta(z_n) = \delta(z_n) - \Phi_F(z_n)$, представлены на рисунке 2.29. Они рассчитывались

для различных расстояний z_n до отражающего объекта.

Из графиков рисунков 2.28 и 2.29 (см. кривые 1) видно, что из-за дифракции излучения зависимости модуля $\Gamma(z_n)$ и фазы $\Phi_\Gamma(z_n)$ коэффициента отражения от расстояния z_n до объекта являются немонотонными. Это явление, а также дополнительные вариации $C_{oc}(z_n)$ (см. на рисунке 2.28 кривую 2) наблюдаются при расположении объекта в зоне, где пятно облучения достигает боковых границ поверхности этого объекта.

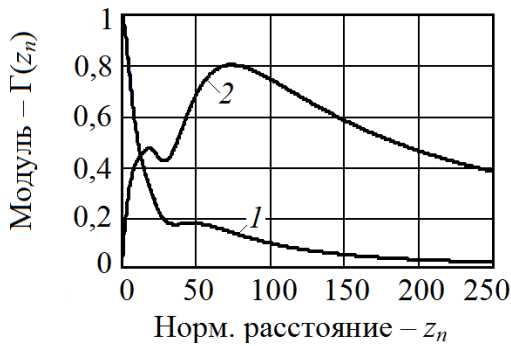


Рисунок 2.28. Характеристики модуля $\Gamma(z_n)$ коэффициента отражения (кривая 1) и параметра $C_{oc}(z_n)$ внешней обратной связи АД (кривая 2).

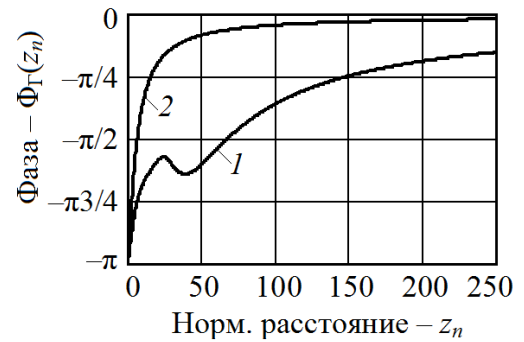


Рисунок 2.29. Характеристики фазы $\Phi_\Gamma(z_n)$, которые получены для объекта локации с размерами $2d \times 2d = 10\lambda \times 10\lambda$ (кривая 1) и для точечного объекта (кривая 2).

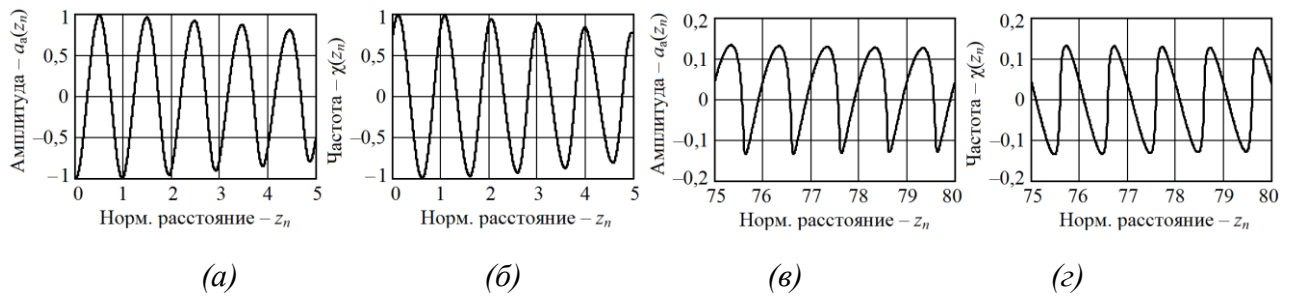


Рисунок 2.30. Графики относительных изменений амплитуды $a_a(z_n)$ (а), (в) и частоты $\chi(z_n)$ (б), (г) колебаний АД, рассчитанные для различных значений расстояния до объекта локации.

В случае отсутствия дифракции фаза коэффициента отражения (см. на рисунке 2.29 кривую 2) «устанавливается» достаточно «быстро» с увеличением z_n . На расстоянии порядка $z_n = 100 \dots 200$ изменения фазы $\Phi_\Gamma(z_n)$ за период сигнала уже пренебрежимо малы. Однако наличие дифракции значительно «затягивает» данный процесс (см. на рисунке 2.29 кривую 1) и делает его неравномерным.

Из графиков рисунка 2.30, а и б видно, что на предельно малых расстояниях характеристики $a_a(z_n)$ и $\chi(z_n)$ практически синусоидальные. С увеличением z_n (см. рисунки 2.30, в и г)

наблюдаются характерные ангармонические искажения сигналов. Степень этих искажений (при $C_{oc}(z_n) < 1$) определяется значением параметра внешней обратной связи $C_{oc}(z_n)$ (см. рисунок 2.28, кривая 2). Поэтому на рисунках 2.30, в и г мы видим наибольшие искажения характеристик $a_a(z_n)$ и $\chi(z_n)$, полученных в диапазоне $z_n \in (75, \dots, 80)$, где $C_{oc}(z_n) \approx 0,8$.

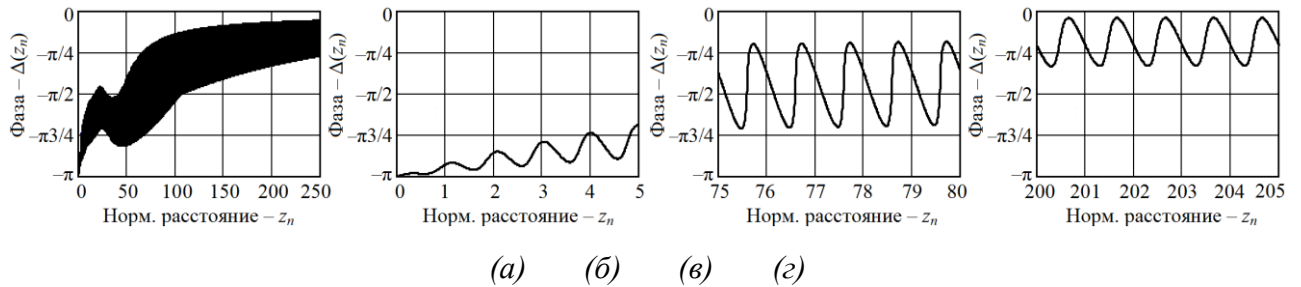


Рисунок 2.31. Графики дополнительных изменений набега фазы $\Delta(z_n)$ отражённого излучения, рассчитанные при различных значениях расстояния до объекта локации.

Автодинные изменения частоты $\chi(z_n)$, как видно из графиков рисунков 2.31, а–г, вызывают вариации набега фазы $\Delta(z_n)$ отраженного излучения. Эти вариации, как видно из приведенных графиков, с увеличением z_n «затухают» ещё «медленнее», чем фаза $\Phi_\Gamma(z_n)$ коэффициента отражения.

Выполненные исследования показали, что при использовании СБРЛ для выполнения радиоволновых измерений параметров объектов, находящихся в промежуточной и ближней зоне антенны, необходимо учитывать не только явление «установления» фазы коэффициента отражения с увеличением расстояния до объекта локации, но и явление дифракции излучения на объекте.

При использовании АСБРЛ автодинные изменения частоты генерации вызывают дополнительные вариации фазы коэффициента отражения. Для уменьшения этих вариаций целесообразно применение стабилизированных по частоте генераторов с помощью, например, дополнительного высокодобротного резонатора (см. раздел 4.2.). Кроме того, перспективным представляется использование двухдиодных АД (см. раздел 4.4).

2.13. Выводы

Выполненный в настоящей главе анализ методов расчёта автодинных параметров и характеристик на основе разработанной математической модели одноконтурного СВЧ генератора, находящегося под воздействием собственного отражённого излучения, показал, что широко используемый квазистатический метод (нулевого приближения) обеспечивает удовлетворительную точность инженерного расчёта автодинного отклика в частотном диапазоне

порядка 20% от его граничной частоты. При этом в расчётах не учитываются такие особенности автодинного СВЧ генератора, как частотная дисперсия автодинной девиации частоты и инерционность изменений амплитуды автоколебаний при высоких скоростях движения объектов локации. Кроме того применимость данного метода ограничена условием малости времени запаздывания отражённого излучения по сравнению с периодом автодинного отклика.

На основе выполненного анализа предложен новый модернизированный метод квазистатического расчёта динамических автодинных характеристик. Он обладает более высокой точностью вычислений и позволяет в своих модификациях учитывать как внешнюю инерционность автодинной системы, связанную со временем распространения излучения до объекта локации и обратно, так и ее внутреннюю инерционность, обусловленную конечным значением постоянной времени автодинного отклика. Данный метод, не требующий интегрирования дифференциальных уравнений автоколебательной системы, учитывает специфические искажения автодинного отклика, обусловленные автодинными изменениями частоты колебаний и частотной дисперсией их девиации, а также внутренние параметры генератора.

Исследования внешнединамических характеристик показали, что с увеличением расстояния до отражающего объекта при высоких скоростях его движения, когда время запаздывания отражённого излучения и период автодинного отклика становятся величинами соизмеримыми, степень искажений сигналов, которая характеризуется эквивалентным параметром внешней обратной связи автодинной системы, уменьшается. При этом из анализа внутрдинамических характеристик неизохронных СВЧ генераторов установлена зависимость степени искажений формы сигналов, как от скорости движения отражающего объекта, так и от направления его перемещения. Анализ «тонких» особенностей формирования автодинных сигналов в устройствах их обработки с учётом условий устойчивости автодинов обеспечивает расширение динамического диапазона СБРЛ на 10...20дБ, повышение точности измерения параметров движения отражающих объектов, а также получение новых функциональных возможностей системы, например, определение направления движения объектов локации.

Такие внутренние свойства СВЧ генераторов, как неизохронность, неизодромность и частотное детектирование, в условиях быстрого перемещения объекта локации оказывают влияние также на дополнительные (динамические) фазовые смещения компонентов автодинного отклика. Однако влияние этих внутренних свойств генератора на форму автодинного отклика при высоких скоростях объектов локации проявляется лишь в условиях больших значений эквивалентного параметра внешней обратной связи, соизмеримых с единицей.

В случае слабой внешней обратной связи, когда значение параметра $C_{oc} \ll 1$, сигнальные

характеристики имеют вид гармонической функции, а шумовые характеристики являются стационарными. В случае сильной внешней обратной связи, когда величина C_{oc} соизмерима с единицей, сигнальные характеристики приобретают характерные ангармонические искажения, а уровни шумов периодически изменяются. При этом максимумы уровней шумов совпадают и соответствуют области «крутого» перехода ЧХА через нуль, а уровень пика шумов резко возрастает с приближением величины параметра внешней обратной связи C_{oc} к единице. Участкам с «пологим» переходом ЧХА соответствует «плато» с минимумом частотных и амплитудных шумов, которые находится ниже (в 1,5...2 раза), чем уровень шумов автономного генератора.

Полученные результаты моделирования шумовых характеристик для первой рабочей зоны нормированного расстояния r_n , где $r_n \ll 1$, при условиях сильной внешней обратной связи, когда параметр C_{oc} соизмерим с единицей, соответствуют случаю, когда время запаздывания отраженного излучения значительно меньше периода автодинного сигнала. С увеличением нормированного расстояния r_n высота пиков среднеквадратических уровней шума существенно снижается. Особенно заметна такая тенденция в первой рабочей зоне, где $0 \leq r_n \leq 1$. В случае, когда r_n кратно целому числу ($r_n = 1, 2, \dots$), пики среднеквадратических уровней шума практически отсутствуют и уровни шума соответствуют уровням автономного генератора.

Выполненные исследования методом шагов динамики установления автодинного отклика с учётом инерционности изменений амплитуды колебаний значительно расширили известные представления о процессах, происходящих в радиоимпульсных СВЧ генераторах при воздействии на них собственного отражённого излучения. При этом установлено, что на определённых участках значений набега фазы отраженного излучения, где производная частотной характеристики по времени запаздывания больше нуля, в системе «генератор – объект локации» действует положительная запаздывающая обратная связь, стимулирующая дальнейший рост величины автодинных изменений частоты. Поэтому на этих участках значений набега фазы наблюдается релаксационный процесс установления автодинного отклика. На участке спада частотной характеристики, где упомянутая производная отрицательна, и в системе действует отрицательная запаздывающая обратная связь, вызывающая «противоположные» воздействия на систему в последующем шаге. В этом случае наблюдается ступенчатый апериодический закон установления автодинного отклика.

В связи с полученными результатами исследования автодинов с импульсной модуляцией нами введено понятие продолжительности процесса установления автодинного отклика. Будем говорить об установившемся процессе, если мгновенные значения низкочастотного автодинного

отклика достигают своего состояния, при котором последующие парциальные воздействия отражённого излучения не вызывают их изменение в заданное число раз, например 0,1 от амплитуды. В качестве меры продолжительности этого процесса в случае «безинерционного» автодина, когда величины постоянной времени автодинного отклика значительно меньше времени запаздывания отраженного излучения, можно принять число парциальных отражений, т.е. требуемое число шагов установления. В случае «инерционного» автодина, когда выполняется обратное неравенство, в процессе установления автодинного отклика продолжительность переходного процесса полностью определяется абсолютной величиной постоянной времени автодинного отклика.

Из результатов исследований переходных процессов в автодинном генераторе следует, что для нормального функционирования радиоимпульсной СБРЛ характеристическое время релаксации амплитуды колебаний генератора должна быть значительно меньше периода автодинного отклика. Особенно важным это требование является в отношении систем радиоволнового контроля быстропротекающих процессов.

Выполненные исследования динамики установления автодинного отклика с учётом инерционности изменений амплитуды колебаний значительно расширили известные представления о процессах, происходящих в радиоимпульсных СВЧ генераторах при воздействии на них собственного отражённого излучения. Кроме того, полученные результаты позволили показать процесс зарождения и причины появления квазихаотизации режима автодинного генератора, а также определить более корректно границу, так называемого, «квазистационарного» режима автодина, когда на его выходе формируется сигнал доплеровской частоты.

Выполненные исследования особенностей формирования сигналов от объектов, находящихся в ближней зоне антенны, представлением излучения антенны в виде двумерного пучка Гаусса-Эрмита показали следующее. При использовании СБРЛ для выполнения радиоволновых измерений параметров объектов, находящихся в промежуточной и ближней зоне антенны, необходимо учитывать не только явление «установления» фазы коэффициента отражения с увеличением расстояния до объекта локации, но и явление дифракции излучения на объекте. В автодинных СБРЛ автодинные изменения частоты генерации вызывают дополнительные вариации фазы коэффициента отражения. Для уменьшения этих вариаций целесообразно применение стабилизированных по частоте генераторов с помощью, например, дополнительного высокочастотного резонатора или использованием двухдиодных и синхронизированных АД.

3. Глава 3. Развитие теории автодинных систем ближней радиолокации с частотной модуляцией

3.1 Введение

В настоящей главе разработана математическая модель для анализа АСБРЛ с ЧМ (см. раздел 3.2). В разделе 3.3 получено решение основных уравнений автодинных генераторов с ЧМ. Анализ формирования сигналов в АСБРЛ с ЧМ при неподвижном объекте локации выполнен в разделе 3.4. Особенности формирования сигналов в случае движущегося объекта локации рассмотрены в разделе 3.5. Общие свойства сигнальных характеристик АСБРЛ с ЧМ показаны в разделе 3.6. Далее представлены результаты анализа флуктуационных характеристик (раздел 3.7) и экспериментальных исследований АСБРЛ с ЧМ (раздел 3.8). Выводы по главе приведены в разделе 3.9.

Основные результаты настоящей главы опубликованы в журнальных статьях [246-251], в материалах докладов различных научно-технических конференций [252-262].

3.2 Эквивалентная схема и основные уравнения для анализа автодинов с частотной модуляцией

Для разработки обобщённой модели автодинного генератора, наиболее полно учитывающей основные условия и факторы его работы при частотной модуляции (ЧМ) излучения, рассмотрим сначала функциональную, а затем электрическую эквивалентную схемы приёмо-передающего модуля, которые представлены на рисунке 3.1, *а* и *б*, соответственно.

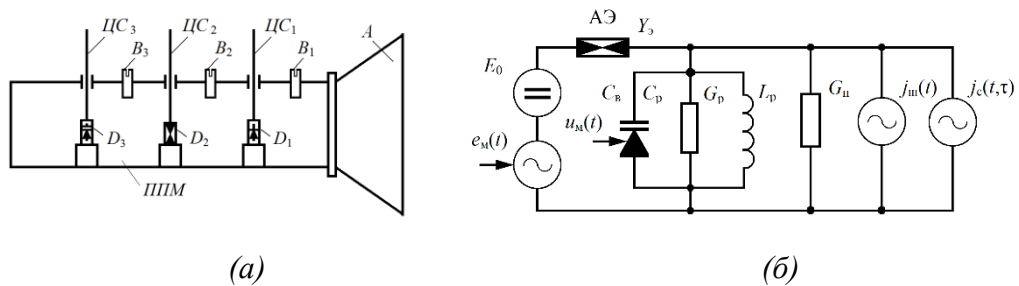


Рисунок 3.1. Функциональная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы автодинного модуля с частотной модуляцией.

Автодинный приёмо-передающий модуль (ППМ) (см. рисунок 3.1, *а*) связан с антенной *А* без каких-либо развязывающих элементов. Он содержит три последовательно соединенные волноводные секции фланцевого типа, в которые помещены (считая от антенны) детекторный диод D_1 , генераторный диод D_2 (АЭ), например, диод Ганна (ДГ) и варикап D_3 . Электрическое

расстояние между ними, кратное половине длины волны в волноводе, регулируется винтами B_1 , B_2 и B_3 . Цепи смещения диодов $ЦС_1$, $ЦС_2$ и $ЦС_3$ на рисунке показаны условно. Рабочее напряжение смещения на D_2 подаётся от источника питания E через блок регистрации. Схема этого блока осуществляет ЧМ генерации по цепи питания путём изменения напряжения на АЭ. Другой способ ЧМ в данном модуле предусмотрен с помощью варикапа D_3 путём изменения на нем напряжения смещения.

Электромагнитные колебания, вырабатываемые генераторным диодом, излучаются через антенну A в сторону объекта локации. Отражённое излучение, воздействуя на генератор, вызывает автодинные изменения режима колебаний: амплитуды, частоты и тока в цепи смещения АЭ. Данные изменения преобразуются в полезные сигналы u_1 и u_0 с помощью детекторного диода D_1 по изменению амплитуды колебаний и путём преобразования среднего значения тока D_2 в напряжение с помощью блока регистрации [147].

Эквивалентная схема автодинного модуля, у которого все основные компоненты приведены к сечению генераторного диода D_2 , показана на рисунке 3.1,б. Резонатор генератора на этой схеме представлен колебательным контуром, содержащим индуктивность L_p , проводимость собственных потерь G_p и емкость C_p . При этом ёмкость C_p содержит также переменную составляющую ёмкости варикапа C_v . Параллельно контуру подключены эквивалентные источники тока $j_c(t, \tau)$ и $j_{ш}(t)$, которые, как обычно, отображают воздействие на генератор собственного отражённого излучения, запаздывающего относительно текущего времени t на время τ , и собственных шумов генератора.

Нагрузка генератора представлена проводимостью нагрузки G_n . Проводимость АЭ в данной схеме по СВЧ также подключена параллельно резонатору. Средняя за период колебаний «электронная» проводимость Y_s АЭ является комплексной величиной. Примем в рассматриваемом случае, как и в главе 2, ее зависимость от напряжения смещения E , амплитуды A и частоты ω колебаний: $Y_s = G_s + jB_s \equiv G_s(E, A, \omega) + jB_s(E, A, \omega)$, где G_s , B_s – резистивная и реактивная проводимости АЭ соответственно.

Основное преимущество АСБРЛ – конструктивная простота и малогабаритность – требуют и наиболее простых схем модуляции. В связи с этим, в автодинах СВЧ и КВЧ диапазонов как в обычном волноводном, так и гибридно-интегральном исполнении часто используют модуляцию по цепи питания, не применяя дополнительных СВЧ элементов. Поэтому здесь сначала рассмотрим случай, при котором на АЭ кроме фиксированного напряжения смещения E_0 приложено также сравнительно малое модулирующее воздействие в виде эквивалентного

источника ЭДС $e_m(t) = \Delta E_m(t) / E_0$. При этом регистрируемым параметром в цепи смещения рассматриваемой модели СВЧ генератора выбираем автодинные изменения среднего значения тока АЭ в виде: $I_s = I_s(E, A, \omega)$.

Пользуясь законами Кирхгофа, для эквивалентной схемы рисунка 3.1,б нами была составлена система уравнения для мгновенных значений токов и напряжений. При этом мы полагали, что колебания на АЭ являются квазигармоническими, поскольку значение нагруженной добротности $Q_n = \omega_c C_p / G$ колебательной системы достаточно высокое: $u(t) = \text{Re}[A e^{j\psi} \Psi(t)]$, где $\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi$ – полная фаза колебаний в текущий момент времени t ; $A = A(t)$, $\varphi = \varphi(t)$ – медленно меняющиеся за период колебаний амплитуда и фаза; $G = G_p + G_n$, $\omega_c = (L_p C_p)^{-1/2}$ – собственная частота резонатора.

Затем, используя метод медленно меняющихся амплитуд, нами получены укороченные дифференциальные уравнения для амплитуды A и фазы φ колебаний. Далее, следуя отработанной в главе 2 методике, были найдены уравнения для стационарных значений амплитуды A_0 и частоты ω_0 колебаний автономного генератора, а также тока АЭ I_d^0 . После этого была выполнена линеаризация нелинейных характеристик в окрестности стационарного режима для малых изменений амплитуды ΔA и частоты $\Delta\omega = d\varphi / dt$ колебаний генератора и среднего значения тока ΔI_d АЭ.

В результате ряда элементарных преобразований получена система линеаризованных дифференциальных уравнений для малых относительных изменений амплитуды $a = \Delta A / A_0$ и частоты $\chi = \Delta\omega / \omega_0$ колебаний, а также относительной величины напряжения u_0 на выходе блока регистрации, в виде:

$$\frac{Q_n}{\omega_0} \frac{da}{dt} + \alpha_{10} a_0 + \alpha_{11} a + \varepsilon_{11} \chi = \Gamma(t, \tau) \eta \cos \delta(t, \tau) + n_c(t), \quad (3.1)$$

$$\beta_{10} a_0 + \beta_{11} a + Q_n \chi = -\Gamma(t, \tau) \eta \sin \delta(t, \tau) - n_s(t), \quad (3.2)$$

$$u_0 = Z_{\text{ср}} (\alpha_{00} a_0 + \alpha_{01} a + \varepsilon_{01} \chi), \quad (3.3)$$

где $\alpha_{00} = (E_0 / I_{s0}) (\partial I_s / \partial E)_0$ – параметр, имеющий физический смысл нормированной проводимости АЭ (по цепи питания на низкой частоте) в режиме генерации; $\alpha_{10} = (E_0 / 2G) (\partial G_s / \partial E)_0$ – параметр, определяющий процесс преобразования относительных изменений напряжения смещения в изменения амплитуды колебаний; $\beta_{10} = (E_0 / 2G) (\partial B_s / \partial E)_0$ – параметр, определяющий процесс преобразования изменений напряжения смещения на АЭ в

изменения частоты колебаний; $n_c(t) = j_c(t)/AG$ и $n_s(t) = j_s(t)/AG$ – синфазные и ортогональные составляющие относительного внутреннего шума генератора; $a_0 = \Delta E/E_0$ – относительная величина изменений напряжения смещения на АЭ; $Z_{\text{бр}}$ – размерный коэффициент преобразования тока АЭ в напряжение сигнала u_0 на выходе блока регистрации.

Далее в системе уравнений (3.1)–(3.3) учтём воздействие на СВЧ генератор по цепи смещения АЭ эквивалентных источников модуляции. Для этого представим переменную a_0 в следующем виде: $a_0 \equiv e_m(t) = \Delta E_m(t)/A_0 = e_m f_m(t)$, где $e_m(t)$ – относительная величина ЭДС модулирующего воздействия по изменению напряжения смещения на АЭ генератора; $\Delta E_m(t)$ – абсолютные изменения модулирующего воздействий; e_m – относительная амплитуда модуляции; $f_m(t)$ – нормированная модулирующая функция, имеющая период $T_m = 2\pi/\Omega_m$. В результате из (3.1) – (3.3) получим:

$$\frac{Q_H}{\omega_0} \frac{da}{dt} + \alpha_{11}a + \varepsilon_{11}\chi = \Gamma(t,\tau)\eta \cos\delta(t,\tau) + n_c(t) - \alpha_{10}e_m f_m(t), \quad (3.4)$$

$$\beta_{11}a + Q_H\chi = -\Gamma(t,\tau)\eta \sin\delta(t,\tau) - n_s(t) - \beta_{10}e_m f_m(t), \quad (3.5)$$

$$u_0 = Z_{\text{бр}}(\alpha_{01}a + \varepsilon_{01}\chi) + \alpha_{00}Z_{\text{бр}}e_m f_m(t), \quad (3.6)$$

В случае одноконтурной колебательной системы генератора, для которой $\varepsilon_{\text{кк}} = (\omega_0/2G)(\partial G_{\text{кк}}/\partial \omega)_0 = 0$, параметр ε_{11} , в основном, определяется частотной крутизной резистивной проводимости АЭ: $\varepsilon_{11} = \varepsilon_3$. Обычно этот параметр имеет сравнительно малую величину в генераторах СВЧ и может не учитываться в системе уравнений (3.4)–(3.6). Однако в генераторах КВЧ диапазона и, особенно в генераторах, стабилизированных дополнительным внешним резонатором (см. раздел 4.2), учёт параметра ε_{11} , а также параметра частотного детектирования ε_{01} для адекватного описания автодинных и модуляционных характеристик представляется необходимым.

Полученные уравнения (3.4)–(3.6) обеспечивают возможность анализировать шумовые характеристики в СВЧ и КВЧ генераторах, а также автодинный эффект с учётом модуляции генераторов по цепи питания АЭ. Данный способ модуляции, как отмечалось выше, является простейшим, поскольку не требует дополнительных СВЧ элементов. Поэтому этот вариант модуляции часто используется при реализации дешёвых АСБРЛ, например, охранного назначения. Однако внесение дополнительных элементов модуляции в состав генераторных гибридных интегральных схем незначительно усложняет и удорожает устройства в целом, но существенно улучшает параметры и характеристики АСБРЛ и расширяет их функциональные

возможности. Так, например, применение многофункционального кристалла с тремя мезопланарными структурами, одна из которых является активной, а две другие – пассивные, позволяет за одну технологическую операцию монтажа кристалла на подложку практически без дополнительных затрат выполнить автодинный генератор на диоде Ганна с варикапом и детектором амплитуды колебаний [57].

Поэтому, исходя из отмеченных соображений, получим также основные выражения для варианта ЧМ генератора изменением напряжения $u_m(t)$ смещения на варикапе (см. рисунок 3.1,б). Для этого полагаем в выражениях (3.4) – (3.6), что частота ω колебаний автономного генератора изменяется по закону:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{чм}} = \omega_0[1 + m_{\text{чм}} f_M(t)] \quad (3.7)$$

где: $m_{\text{чм}} = (\Delta\omega_{\text{мчм}} / \omega_0)$ – относительная девиация частоты генерации; $\Delta\omega_{\text{мчм}}$ – девиация частоты модуляции колебаний генератора. Нетрудно показать [56], что для выполнения данного закона изменения частоты эквивалентной контурной емкости C_B должна изменяться по закону: $C_B(t) = C_0[1 - 2(\Delta\omega_{\text{мчм}} / \omega_0) f_M(t)]$, где C_0 – значение ёмкости при отсутствии модуляции.

В процессе изменения напряжения смещения на варикапе изменяется не только его ёмкость, но и собственные потери, которые вызывают амплитудную модуляцию $A(t)$ колебаний генератора. Для анализа динамики рассматриваемых процессов в АД полагаем, что амплитуда излучаемых колебаний $A(t)$ вследствие модуляции описывается следующим выражением:

$$A(t) = A_0 + \Delta A_{\text{ам}} = A_0[1 + a_{\text{ам}}(t)] = A_0[1 + m_{\text{ам}} f_M(t)] \quad (3.8)$$

где $m_{\text{ам}} = (\Delta A_{\text{мам}} / A_0)$ – коэффициент АМ; $\Delta A_{\text{мам}}$ – наибольшее отклонение амплитуды от среднего значения A_0 (глубина АМ колебаний генератора).

При воздействии отражённого от объекта локации излучения в генераторе кроме изменений частоты $\Delta\omega_{\text{чм}}$ и амплитуды $a_{\text{ам}}(t)$ вследствие модуляции (3.7) и (3.8) наблюдаются также изменения этих же параметров колебаний, т.е. $\chi(t)$ и $a(t)$ вызванные автодинным эффектом. Полагая $e_m(t) = 0$, учитывая (3.7), (3.8) и сделанные замечания из (3.4) – (3.6), получим:

$$\frac{Q_H}{\omega_0} \frac{da}{dt} + \alpha_{11} a + \varepsilon_{11} \chi = \Gamma(t, \tau) \eta \cos \delta(t, \tau) - \alpha_{11} m_{\text{ам}} f_M(t) - \varepsilon_{11} m_{\text{чм}} f_M(t) + n_c(t) \quad (3.9)$$

$$\beta_{11} a + Q_H \chi = -\Gamma(t, \tau) \eta \sin \delta(t, \tau) - \beta_{11} m_{\text{ам}} f_M(t) - Q_H m_{\text{чм}} f_M(t) - n_s(t) \quad (3.10)$$

$$u_0 = Z_{\text{бр}} (\alpha_{01} a + \varepsilon_{01} \chi) \quad (3.11)$$

где $m_{\text{чм}} = (\Delta\omega_{\text{мчм}} / \omega_0)$ – относительная девиация частоты генерации вследствие модуляции изменением напряжения на варикапе. При этом полагаем, что добротность этого варикапа

достаточно велика и в процессе модуляции его потери остаются постоянными.

Полученные системы дифференциальных уравнений (3.4)–(3.6) и (3.9)–(3.11) обладают достаточно широкой общностью, поскольку описывают как переходные, так и установившиеся значения функций автоколебаний (амплитуды и частоты) и тока смещения АЭ. При этом учитываются внутренние параметры генератора, а также внутреннее амплитудное и частотное детектирование. Данные уравнения будут далее использованы для анализа сигнальных и шумовых характеристик АД с ЧМ, а также определения особенностей формирования сопутствующей паразитной амплитудной модуляции (ПАМ).

Отметим также, что в случае СВЧ и КВЧ генераторов, выполненных на ЛПД (вольт-амперная характеристика этих приборов S-типа), данные уравнения являются также справедливыми при условии дуальной замены основных понятий: ток \leftrightarrow напряжение, проводимость \leftrightarrow сопротивление и т.п.

3.3 Квазистатическое решение основных уравнений автодинных генераторов с частотной модуляцией

В уравнениях (3.4)–(3.6) и (3.9)–(3.11), в отличие от полученных в работе [63] выражений, учтены также собственные шумы генератора. Для решения этих уравнений используем квазистатический метод, критерием применимости которого является выполнение условий: $\tau_a, \tau_{кор} \ll T_a$ и $\tau_{кор} \gg \tau_a$, где τ_a, T_a – постоянная времени и период автодинного отклика соответственно; $\tau_{кор}$ – время корреляции шумов в генераторе [199,239,263]. Полагая производную в (3.4) равной нулю, согласно методу Крамера получим квазистатическое решение системы (3.4) – (3.6) в виде:

$$a(t) = -K_{ам} e_m f_m(t) + \Gamma(t, \tau) K_a \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1] + a_{ш}(t), \quad (3.12)$$

$$\chi(t) = -K_{чм} e_m f_m(t) - \Gamma(t, \tau) L_a \sin[\delta(t, \tau) + \theta] - \chi_{ш}(t), \quad (3.13)$$

$$u_0(t) = -Z_{ср} \{ K_{пп} e_m f_m(t) + \Gamma(t, \tau) K_0 \cos[\delta(t, \tau) + \psi_0] + i_{ш}(t) \}, \quad (3.14)$$

где $K_{ам}, K_{чм}, K_{пп}$ – коэффициенты «амплитудной модуляции», «частотной модуляции» и «прямой передачи» (отсюда индексы «ам», «чм» и «пп»), характеризующие процесс преобразования шумовых и модуляционных изменений напряжения смещения в изменения амплитуды и частоты колебаний генератора, а также среднего значения тока АЭ:

$$K_{ам} = k_{ам} k_{ос}, K_{чм} = \frac{\beta_{10} - \gamma \alpha_{10}}{Q_H (1 - \gamma \rho)}, K_{пп} = \alpha_{01} K_{ам} + \varepsilon_{01} K_{чм} - \alpha_{00}; \quad (3.15)$$

$k_{ам} = (\alpha_{10} / \alpha_{11}) = (E_0 / A_0)[(\partial G_3 / \partial E) / (\partial G_3 / \partial A)]_0$ – коэффициент «амплитудной модуляции», характеризующий процесс преобразования шумовых и модуляционных изменений напряжения смещения АЭ в изменения амплитуды колебаний изохронного и изодромного генератора, у которого коэффициенты $\gamma = \rho = 0$; $k_{ос} = (1 - \gamma_{10}\rho) / (1 - \gamma\rho)$ – коэффициент «обратной связи», который характеризует степень влияния внутренней обратной связи генератора на процесс преобразования шумовых и модуляционных изменений напряжения смещения в изменения амплитуды колебаний неизохронного генератора; $\gamma_{10} = \beta_{10} / \alpha_{10}$.

Из выражений (3.12)–(3.14) видно, что при модуляции генератора по цепи питания и одновременном воздействии отражённого от объекта локации излучения, его отклик по изменению амплитуды (3.12), частоты (3.13) и смещения АЭ (3.14) генератора, кроме полезного сигнала (вторые слагаемые), содержит также составляющие сигнала (первые слагаемые), повторяющие закон модуляции. Третьи слагаемые в этих выражениях отображают присутствие в выходном отклике генератора шумовых составляющих, обусловленных внутренними шумами АЭ генератора.

В полезной составляющей отклика заключена информация о дальности до отражающего объекта и его скорости относительно СБРЛ. Составляющие, повторяющие закон модуляции $f_m(t)$, как видно из (3.12)–(3.14), теоретически не оказывает влияния на полезный сигнал (второе слагаемое), но в реальных условиях работы создаёт серьёзные проблемы для достижения предельных технических параметров СБРЛ с ЧМ. Дело в том, что уровень этих составляющих может значительно превышать полезные автодинные изменения параметров автоколебаний генератора, создавая проблемы при их обработке. Отклик с частотой модуляции является нежелательным, «паразитным» и с ним приходится «бороться».

Проблема подавления паразитных сигналов с частотой модуляции известна также в СБРЛ с гомодинным построением приёмопередатчика, где появление этих сигналов обусловлено наличием «паразитной» амплитудной модуляции, сопутствующей процесс ЧМ излучения передатчика, поэтому они называются сигналами «ПАМ». В АСБРЛ эти сигналы по традиции также называют сигналами ПАМ, хотя их появление, как видно из выражений (3.12)–(3.14), обусловлено не только детектированием «паразитной амплитудной модуляции», но и «прямым» прохождением модулирующего воздействия. Поэтому в АСБРЛ проблема подавления сигналов ПАМ стоит значительно острее, особенно при ЧМ изменением смещения на АЭ генератора.

Кроме того, спектр ПАМ, как правило, перекрывается со спектром полезного сигнала. Это значительно сужает динамический диапазон системы, затрудняет, или делает невозможным последующую обработку полезного сигнала, вынуждает искать способы снижения этого

нежелательного (паразитного) явления и (или) путём усложнения системы добиваться наиболее эффективного подавления сигналов ПАМ. Поэтому при проектировании АСБРЛ с ЧМ снижение влияния ПАМ является одной из наиболее важных и сложных технических проблем.

Теперь получим квазистатическое решение выражений (3.9)–(3.11) для АСБРЛ с ЧМ при помощи варикапа. Решая эту систему уравнений методом Крамера, получим:

$$a(t) = -m_{ам} f_m(t) + \Gamma(t, \tau) K_a \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1] + a_{ш}(t), \quad (3.16)$$

$$\chi(t) = -m_{чм} f_m(t) - \Gamma(t, \tau) L_a \sin[\delta(t, \tau) + \theta] - \chi_{ш}(t), \quad (3.17)$$

$$u_0(t) = -Z_{БР} \{ M_{пам} f_m(t) + \Gamma(t, \tau) K_0 \cos[\delta(t, \tau) - \psi_0] + i_{ш}(t) \}, \quad (3.18)$$

где $M_{пам}$ – коэффициент «паразитной амплитудной модуляции» (отсюда индексы «пам»), характеризующий процесс преобразования модуляционных изменений амплитуды и частоты колебаний генератора в средние значения тока АЭ:

$$M_{пам} = \alpha_{01} m_{ам} + \varepsilon_{01} m_{чм}. \quad (3.19)$$

Из сравнения выражений (3.12)–(3.14) и (3.16)–(3.18) видно, что они отличаются только величинами коэффициентов, определяющих уровень сигнала ПАМ в автодинных изменениях амплитуды колебаний $a(t)$, частоты $\chi(t)$ колебаний и тока в цепи смещения $i_{см}(t)$ (см. множители при функции $f_m(t)$). Остальные составляющие на выходе АД полностью совпадают. Это означает, что автодинный отклик и составляющие шумов на выходе АД не зависят от способа модуляции параметров генератора. При этом процессы формирования автодинных сигналов и их особенности, естественно, в обоих случаях идентичные. Необходимо отметить, что на практике уровень ПАМ в случае модуляции генератора по цепи питания, как правило, значительно выше, чем в случае ЧМ изменением напряжения на варикапе.

3.4 Формирование сигналов в автодинных СБРЛ с ЧМ при неподвижном объекте локации

Для получения выражений, описывающих автодинный отклик в общем случае произвольного соотношения времени запаздывания τ отражённого излучения и периода T_a автодинного отклика, используем разработанный в главе 4 подход к анализу АД. Напомним, что суть его состоит в разложении функций $A(t, \tau)$ и $\Psi(t, \tau)$ запаздывающего воздействия в ряды Тейлора по малому параметру – времени запаздывания τ по отношению к текущему времени t . При этом полагается отсутствие разрывов функций (3.16)–(3.18) на всем интервале времени формирования автодинного отклика. Кроме того здесь исключаем из рассмотрения переходные процессы в генераторе в зонах обращения модулирующей функции $f_m(t)$, учитывая выполнение

неравенства: $\tau \ll 2\pi / \Omega_m$, где Ω_m – частота модуляции. Тогда с учётом сказанного выражения для $\Gamma(t, \tau)$ и $\delta(t, \tau)$ в (3.16)–(3.18), как функции нормированного (безразмерного) времени запаздывания $\tau_n = \omega_0 \tau / 2\pi$, имеют вид:

$$\Gamma(t_n, \tau_n) = \Gamma \left\{ 1 + 2\pi r_n \Gamma K_a \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n) \sin[\delta(t_n, \tau_n) - \psi_1 + \Theta_n(r_n)] \right\}, \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} \delta(t_n, \tau_n) = & 2\pi\tau_n + \pi B_{\text{ЧМ}} f_m(t_n) - \\ & - C_{\text{ос}} \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n) \sin[\delta(t_n, \tau_n) + \theta + \Theta_n(r_n)] \end{aligned}, \quad (3.21)$$

где $r_n = l / \Lambda_a = \tau / T_a$ – параметр нормированного расстояния; $\Lambda_a = cT_a / 2$ – длина волны автодинного сигнала; $B_{\text{ЧМ}} = \Delta F_{\text{ЧМ}} \tau$ – параметр «базы ЧМ», который определяет число периодов сигнала, укладываемых на периоде модулирующей функции при неподвижном отражающем объекте; $\Delta F_{\text{ЧМ}} = \Delta \omega_{\text{ЧМ}} / 2\pi$; $C_{\text{ос}}$ – параметр обратной связи автодинной системы; $t_n = \Omega_m t / 2\pi$ – нормированное время модулирующей функции; $X_n(r_n)$, $\Theta_n(r_n)$ – амплитудные значения и фазовые сдвиги n -х членов ($n = 0, 1, \dots, N$) рядов в выражениях (3.20) и (3.21):

$$X_n(r_n) = \frac{(2\pi r_n)^{2n} \sqrt{4(n+1)^2 + (2\pi r_n)^2}}{2(n+1) \times (2n+1)!}, \quad \Theta_n(r_n) = -\arctg \frac{\pi r_n}{(n+1)}. \quad (3.22)$$

Далее рассмотрим особенности функционирования АСБРЛ с ЧМ без учёта в (3.16)–(3.18) ПАМ. Кроме того, автодинными изменениями амплитуды колебаний ΓK_a можно пренебречь, поскольку $\Gamma K_a \ll 1$. Поэтому в выражении (3.20) второе слагаемое в больших скобках можно не учитывать. Такое приближение в математической модели автодинной системы полагает учёт лишь фазового запаздывания отражённого излучения. При этом отметим, что известные решения [63] для автодинного отклика, которые следуют из (3.16)–(3.18) и (3.21), получены в нулевом приближении, полагая $n = 0$. Учёт членов рядов более высокого порядка в этих выражениях позволяет, как показано ниже, учитывать также динамику изменения фазы $\delta(t_n, \tau_n)$ отражённого излучения.

В этой связи выражения для нормированных относительно максимальных значений изменений амплитуды и частоты колебаний в виде амплитудной (АХА) $a_n(t_n, \tau_n)$ и частотной (ЧХА) $\chi_n(t_n, \tau_n)$ характеристик автодина имеют вид:

$$a_n(t_n, \tau_n) = a(t_n, \tau_n) / \Gamma_0 K_a = \cos[\delta(t_n, \tau_n) - \psi], \quad (3.23)$$

$$\chi_n(t_n, \tau_n) = \chi(t_n, \tau_n) / \Gamma_0 L_a = -\sin[\delta(t_n, \tau_n) + \theta], \quad (3.24)$$

Решение трансцендентного уравнения (3.21) при условии его гладкости, когда $C_{oc} < 1$, находим методом последовательных приближений. Данное решение в виде фазовой характеристики автодина (ФХА) $\delta(t_n, \tau_n)$ имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(t_n, \tau_n) = & \delta(t_n, \tau_n)_{(0)} - C_{oc} \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n) \sin[\delta(t_n, \tau_n)_{(1)} + \theta + \Theta_n(r_n) - \\ & - C_{oc} \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n) \sin[\delta(t_n, \tau_n)_{(2)} + \theta + \Theta_n(r_n) - \dots \\ & - C_{oc} \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n) \sin[\delta(t_n, \tau_n)_{(k)} + \theta + \Theta_n(r_n)] \dots] \end{aligned} \quad (3.25)$$

где индексами в круглых скобках около слагаемых $\delta(t_n, \tau_n)$ обозначен порядок приближения;

$$\delta(t_n, \tau_n)_{(0,1,\dots,k)} = 2\pi\tau_n + \pi B_{\text{ЧМ}} f_m(t_n).$$

Нулевому приближению, когда в (3.25) учитывается только первый член $\delta(t_n, \tau_n)_0$ суммы, соответствует линейная фазовая характеристика, которая характерна для гомодинных СБРЛ. Последующие приближения вносят нелинейность в эту зависимость, что является атрибутом автодинных систем. Поэтому ниже основное внимание в выполняемых исследованиях будет сосредоточено на выявлении особенностей сигналов АСБРЛ с ЧМ в условиях, когда параметр C_{oc} соизмерим с единицей.

Сигналы АСБРЛ с ЧМ обычно регистрируются в цепи питания СВЧ генератора (сигнал автодетектирования) или путём детектирования изменений амплитуды его колебаний. В формировании этих сигналов вносят свой вклад как изменения амплитуды колебаний в виде АХА $a_n(t_n)$, так и текущей частоты генерации автодина в виде ЧХА $\chi_n(t_n)$. Для выяснения особенностей формирования автодинных сигналов при различных законах модуляции на основе полученных выше выражений воспользуемся численным методом анализа.

Для начала рассмотрим сигналы АСБРЛ с ЧМ по пилообразному закону с несимметричной формой. Для этого используем математическую запись нормированной модулирующей функции $f_m(t_n)$ в виде [63]:

$$f_m(t_n) = \frac{2}{\pi} \arctg \left[\text{tg} \left(\frac{2\pi t_n + \pi}{2} \right) \right], \quad (3.26)$$

Результаты расчётов временных диаграмм ФХА $\delta(t_n)$ и мгновенной разности частот (МРЧ – Instantaneous Frequency Difference) $IFD(t_n) = d\delta(t_n) / dt_n$, характеризующей скорость изменения фазового набега отражённого излучения, а также АХА $a_n(t_n)$, выполненные согласно (3.23)–(3.25) с учётом (3.26) для различных нормированных расстояний r_n , представлены на рисунке

3.2. Спектральные диаграммы $a_n(F_n)$ сигнальных характеристик, рассчитанные при тех же значениях параметров генератора и нормированных расстояниях r_n (см. рисунок 3.2, *а-г*), приведены на рисунке 3.3. В дальнейшем при анализе автодинных характеристик будем называть отрезки нормированной дальности r_n , кратные целым числам, соответствующими «рабочими зонами», начиная с первой, где $0 \leq r_n \leq 1$.

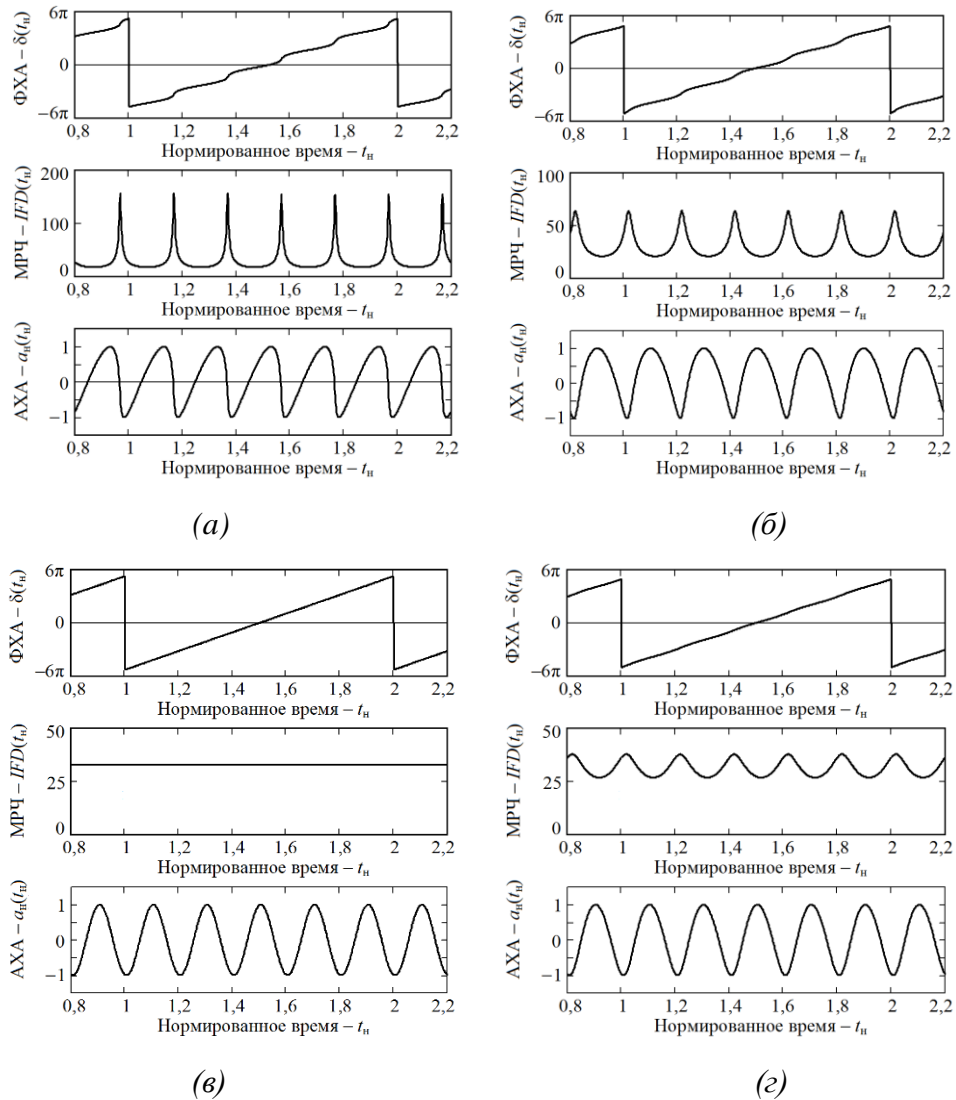


Рисунок 3.2. Временные диаграммы формирования ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$, АХА $a_n(t_n)$, рассчитанные при несимметричной пилообразной ЧМ и различных значениях r_n : $r_n = 0$ (*а*), $r_n = 0,5$ (*б*), $r_n = 1$ (*в*) и $r_n = 1,5$ (*г*).

Здесь и далее, если нет специальной оговорки, вычисления временных диаграмм выполнялись при $\theta = 1$, $\psi = 0,2$, $B_{\text{ЧМ}} = 5$, $C_{\text{oc}} = 0,8$, $k = M = 50$, $\tau_n = 0$. Отметим, что принятые в расчётах числа M членов рядов в (3.20), (3.21) и порядка k приближения в (3.25) обеспечивают

сходимость результатов расчётов в диапазонах значений $r_n \leq 5$ и $C_{oc} \leq 0,98$.

Из анализа приведенных на рисунках 3.2,а и 3.3,а временных и спектральных диаграмм видно, что полученные здесь результаты для случая $r_n = 0$ соответствуют результатам исследований, выполненных в работах [63,264,265] лишь для первого приближения ($\tau \ll T_a$). В остальных случаях, как видно из диаграмм рисунков 3.2,б–г и 3.3,б–г, с увеличением нормированного расстояния r_n их вид значительно изменяется. Так, например, временная диаграмма ФАХ $\delta(t_n)$ приближается к линейной функции, а высота пиков МРЧ $IFD(t_n)$ существенно снижается. Степень ангармонических искажений диаграммы АХА и, соответственно, уровень высших гармонических составляющих значительно опускаются. Особенно заметна такая тенденция в первой рабочей зоне, где $0 \leq r_n \leq 1$. В случае значений r_n , кратных целому числу ($r_n = 1, 2, \dots$), а также при $C_{oc} \ll 1$ АХА имеют практически синусоидальный вид, как у гомодинных СБРЛ с ЧМ.

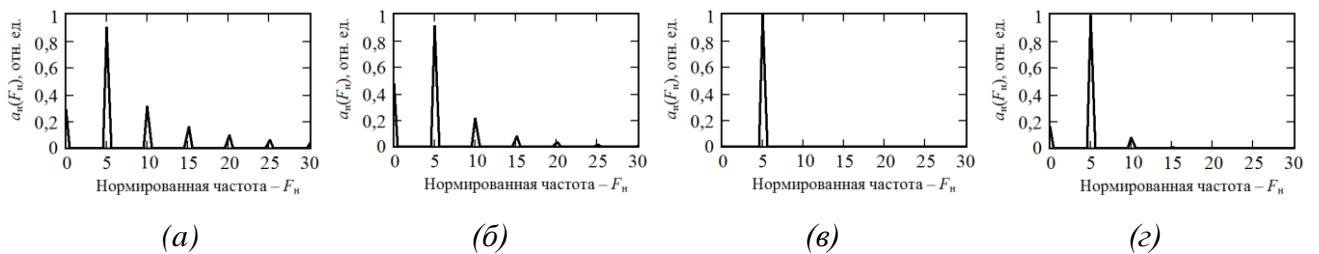


Рисунок 3.3. Спектрограммы $a_n(F_n)$, рассчитанные для нормированных дальностей $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

Для более наглядного представления выявленных зависимостей используем обобщённый параметр, характеризующий степень искажения квазипериодических колебаний, коэффициент гармоник K_r . Результаты расчёта этого коэффициента по десяти гармоникам, как функции нормированного расстояния r_n , представлены на рисунке 3.4 для различных значений параметра C_{oc} .

Из графиков рисунка 3.4 видно, что наибольшие искажения сигналов АСБРЛ с ЧМ наблюдаются в области малых значений нормированного расстояния r_n первой рабочей зоны. При величине параметра $C_{oc} = 0,8$ коэффициент гармоник в этой зоне достигает значения порядка 40%. С последующим переходом в рабочие зоны более высокого порядка искажения сигналов значительно уменьшаются, достигая минимальных значений на нормированных расстояниях r_n , кратных целому числу ($r_n = 1, 2, \dots$).

Возвращаясь к рассмотрению результатов расчёта, представленных на рисунке 3.3,

необходимо отметить наличие на спектрограммах рисунка 3.3, а, б, г постоянных составляющих $a_0(F_n)$ и $\chi_0(F_n)$. Наличие постоянной составляющей $\chi_0(F_n)$ в отклике генератора по изменению частоты $\chi_n(t_n)$ указывает на некоторое смещение среднего значения частоты колебаний под действием отражённого сигнала. Поэтому данные составляющие также заслуживают внимания при изучении сигналов АСБРЛ с ЧМ. Их учёт может потребоваться, например, при обработке сигналов, анализе помехоустойчивости систем и пр.

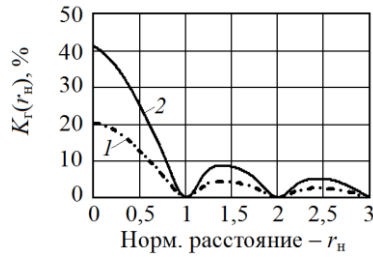


Рисунок 3.4. Графики $K_T(r_n)$, рассчитанные при $C_{oc} = 0,4$ (кривая 1) и $C_{oc} = 0,8$ (кривая 2).

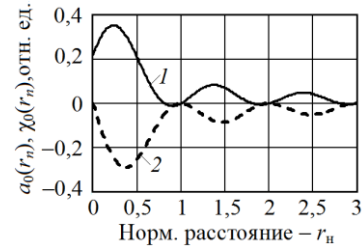


Рисунок 3.5. Графики $a_0(r_n)$ (кривая 1) и $\chi_0(r_n)$ (кривая 2), рассчитанные при величине параметра $C_{oc} = 0,8$.

Результаты расчёта относительных уровней постоянных составляющих $a_0(r_n)$ и $\chi_0(r_n)$ в зависимости от величины нормированного расстояния r_n при величине параметра $C_{oc} = 0,8$ для автодинных откликов $a_n(t_n)$ и $\chi_n(t_n)$ представлены на рисунке 3.5.

Из кривых рисунка 3.5 видно, что в первой рабочей зоне АСБРЛ с ЧМ при больших значениях параметра C_{oc} , когда он соизмерим с единицей, но $C_{oc} < 1$, уровень постоянной составляющей может иметь величины, соизмеримые с амплитудными значениями сигналов. В зонах более высокого порядка влиянием постоянных составляющих можно пренебречь. Необходимо отметить также, что при выполнении условия $C_{oc} \ll 1$, постоянные составляющие в выходных сигналах АСБРЛ с ЧМ практически отсутствуют.

Математическая запись пилообразного закона с симметричной формой имеет вид [63]: $f_m(t_n) = (2/\pi)\arcsin[\sin(2\pi t_n)]$. Временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$ и МРЧ $IFD(t_n)$, характеризующие скорость изменения фазового набега отражённого излучения, а также АХА $a_n(t_n)$, рассчитанные согласно (3.22)–(3.26) для различных нормированных расстояний r_n для неподвижного отражающего объекта, представлены на рисунке 3.6 при $B_{чм} = 5$ и при $B_{чм} = 5,3$ – на рисунке 3.7. Спектральные диаграммы характеристики АХА $a_n(t_n)$ для выбранных на рисунках 3.6 и 3.7 значений параметров приведены на рисунках 3.8 и 3.9 соответственно.

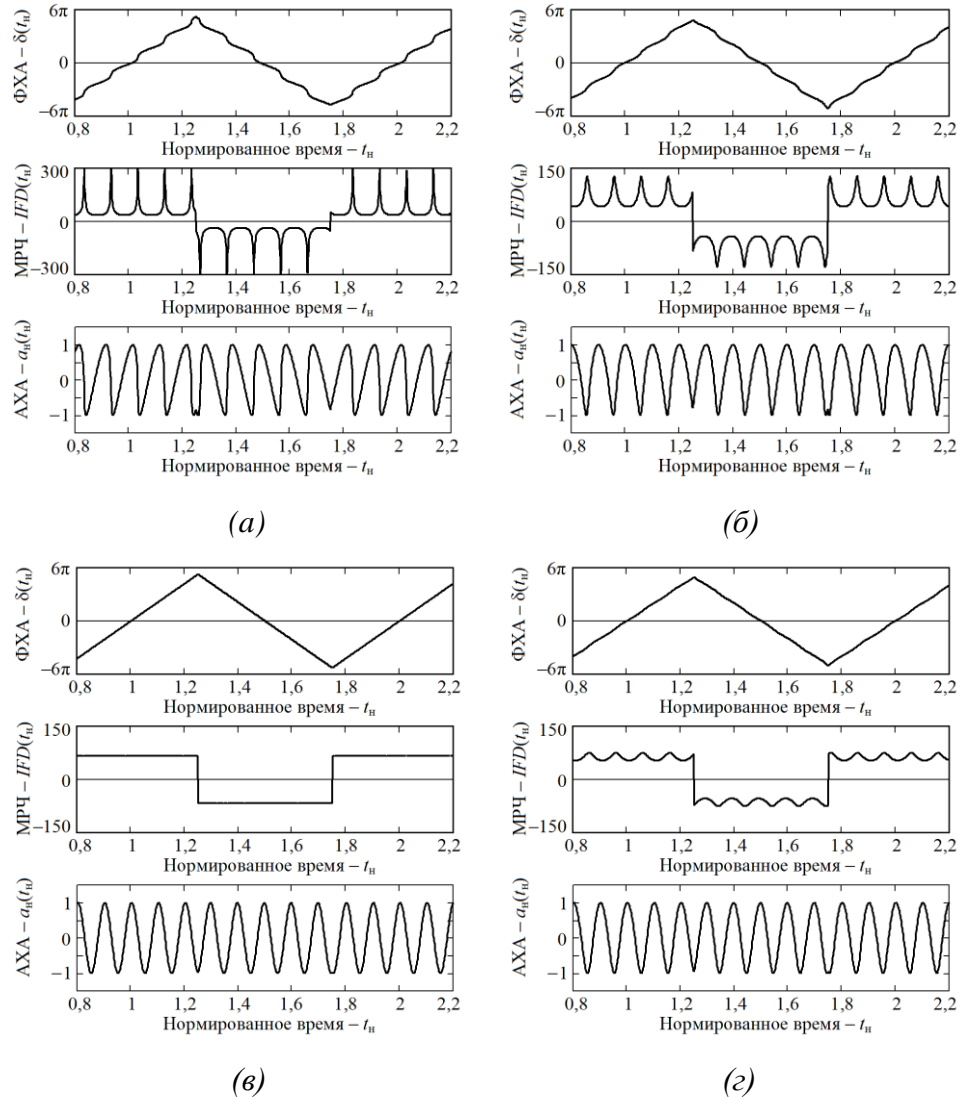


Рисунок 3.6. Временные диаграммы формирования ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$, АХА $a_n(t_n)$, рассчитанные при $B_{\text{ЧМ}} = 5$, симметричной пилообразной ЧМ и различных значениях r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

Из временных диаграмм рисунков 3.6,а,б и 3.7,а,б видно, что смена знака производной ЧМ вызывает лишь изменения «наклона волн» сигнальных характеристик АХА $a_n(t_n)$. Кроме того, изменяются полярность характеристик МРЧ $IFD(t_n)$ и направление их пиков. Из анализа приведенных на рисунках 3.6–3.9 под литерой а временных и спектральных диаграмм видно, что результаты, полученные для случая $r_n = 0$, соответствуют результатам исследований сигналов АСБРЛ с ЧМ, которые были получены в работах [63,265] лишь для первого приближения, когда выполняется неравенство $\tau \ll T_a$. В этих работах показано, что неравномерность набега фазы $\delta(t_n)$ отражённой волны при $C_{\text{ос}}$ соизмеримом с единицей, обусловленная автодинными изменениями частоты $\chi_n(t_n)$, вызывает искажения сигнальных характеристик и появление

высших гармонических составляющих.

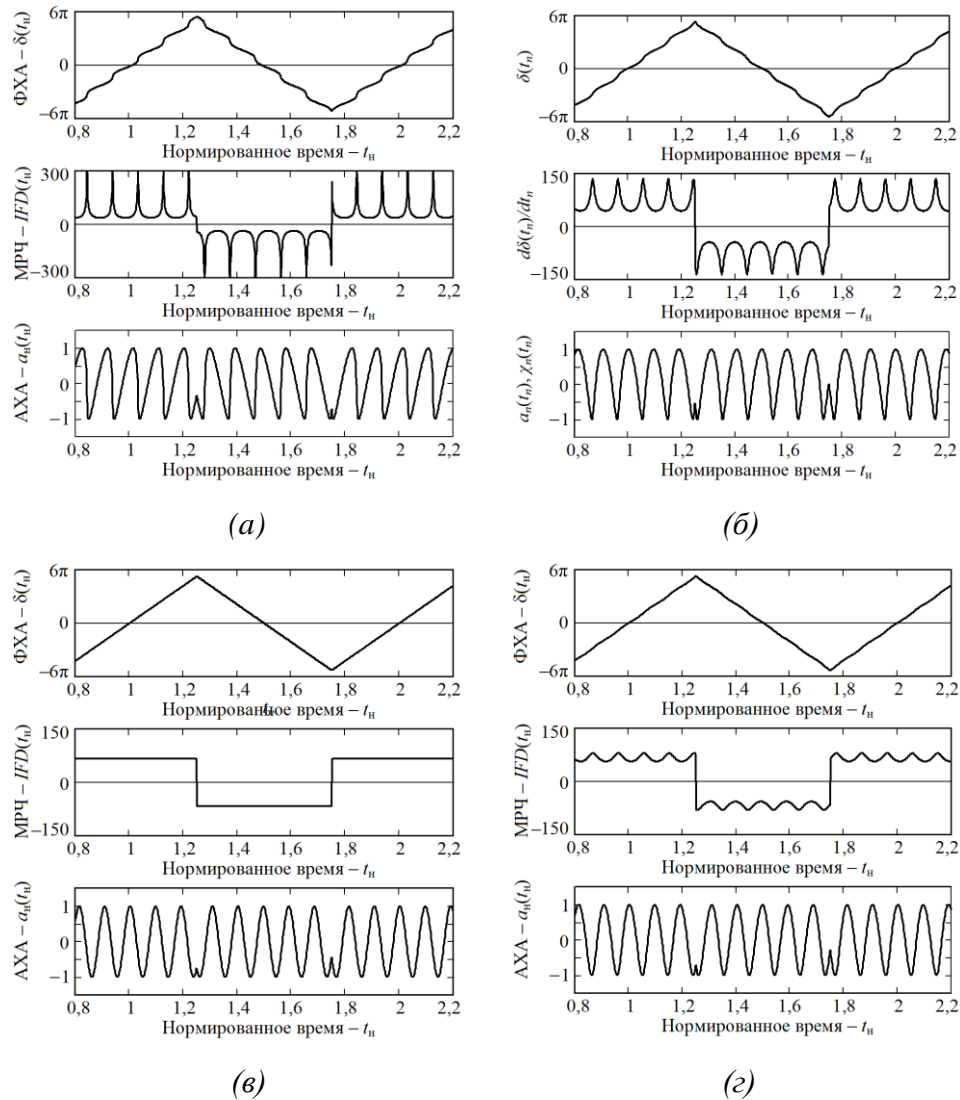


Рисунок 3.7. Временные диаграммы формирования ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$, АХА $a_n(t_n)$, рассчитанные при $B_{\text{ЧМ}} = 5,3$, симметричной пилообразной ЧМ и различных значениях r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

В рассматриваемом здесь случае произвольного соотношения τ и T_a с увеличением нормированного расстояния r_n , как видно из кривых рисунков 3.6, 3.7 под литерами б–г, вид временной диаграммы ФАХ $\delta(t_n)$ приближается в пределах участка с одним знаком производной модулирующей функции к линейной зависимости. При этом высота пиков МРЧ $IFD(t_n)$, степень ангармонических искажений диаграммы АХА существенно снижаются. Такая тенденция особенно заметна в первой рабочей зоне, где $0 \leq r_n \leq 1$.

Расчёты характеристик при иных значениях нормированного расстояния r_n показали, что, как в случае пилообразного несимметричного закона, в случае значений r_n , кратных целому

числу ($r_n = 1, 2, \dots$), АХА имеет практически гармонический вид, а в их спектрах отсутствуют высшие гармоники (см. рисунки 3.8, в 3.9, в. В случае, когда $C_{oc} \ll 1$, характеристика $a_n(t_n)$ имеет практически гармоническую форму. При этом формируемые автодинные сигналы, как отмечалось, полностью соответствуют по сигналам гомодинных СБРЛ с ЧМ.

Из анализа спектрограмм рисунков 3.8 и 3.9 следует, что скачки фазы сигналов в моменты перегиба модулирующей функции в случаях, как кратного, так и некратного значений параметра $B_{чМ}$ вызывают появление дополнительных гармонических составляющих. Эти составляющие, кратные частоте $\Omega_{мод}$ модуляции, группируются в окрестности не только основной гармоники сигнала, как у систем гомодинного типа, но и в окрестности каждой гармоники более высокого порядка.

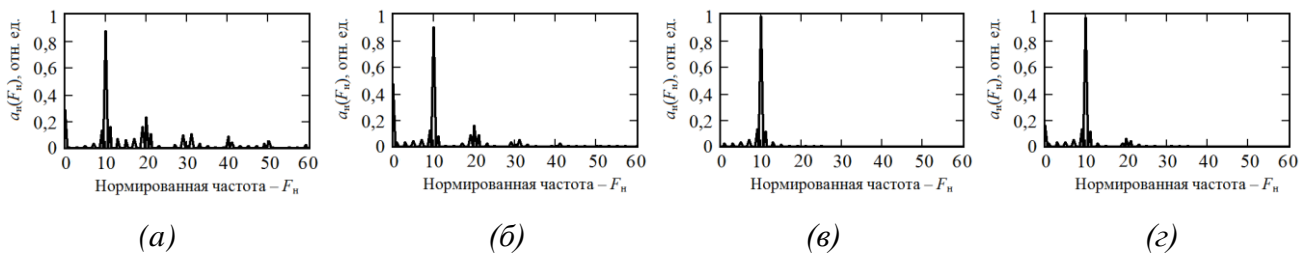


Рисунок 3.8. Спектрограммы $a_n(F_n)$, рассчитанные при $B_{чМ} = 5$ и различных значениях расстояния r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

Наиболее важный момент, который следует из анализа представленных на рисунках 3.8 и 3.9 спектрограмм состоит в том, что с увеличением нормированного расстояния r_n уровень высших гармонических составляющих значительно уменьшается. Для более наглядного представления этой зависимости прибегнем к обобщённому параметру, характеризующему степень искажения квазипериодических колебаний, коэффициенту гармоник K_r . Результаты расчёта этого коэффициента по десяти гармоникам, как функции нормированного расстояния r_n , представлены на рисунке 3.10, а для различных значений C_{oc} .

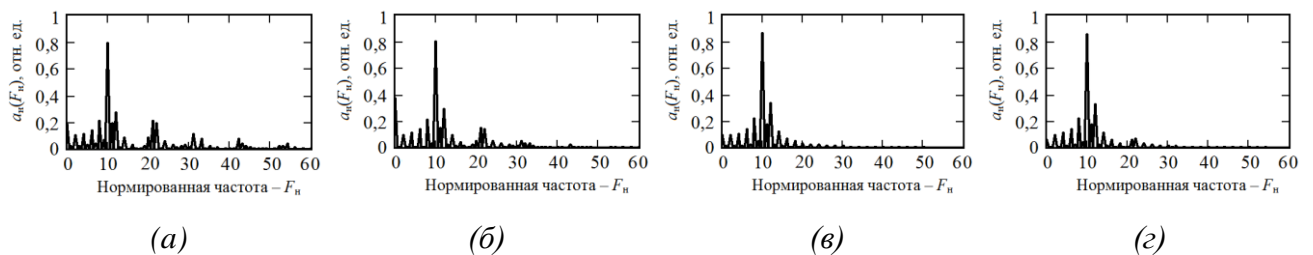


Рисунок 3.9. Спектрограммы $a_n(F_n)$, рассчитанные при $B_{чМ} = 5,3$ и различных значениях расстояния r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

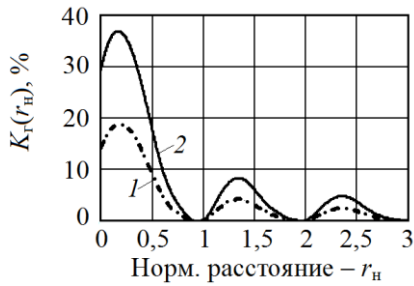


Рисунок 3.10,а. Графики функции $K_r(r_n)$, рассчитанные при $C_{oc} = 0,4$ (кривая 1) и $C_{oc} = 0,8$ (кривая 2).

Рисунок 3.10,б. Графики $a_0(r_n)$ (кривая 1) и $\chi_0(r_n)$ (кривая 2), рассчитанные при значении параметра $C_{oc} = 0,8$.

Из графиков рисунка 3.10,а видно, что наибольшие искажения сигналов АСБРЛ с ЧМ наблюдаются в середине первой рабочей зоны. При величине параметра $C_{oc} = 0,8$ коэффициент гармоник в этой зоне достигает значения порядка 38%. С последующим переходом в рабочие зоны более высокого порядка, как отмечалось также выше, искажения сигналов значительно уменьшаются, достигая минимальных значений на нормированных расстояниях r_n , кратных целому числу ($r_n = 1, 2, \dots$).

Возвращаясь к рассмотрению результатов расчёта, представленных на рисунках 3.8 и 3.9, необходимо отметить наличие на спектрограммах под литерами *a*, *b* и *г* постоянных составляющих $a_0(F_n)$ и $\chi_0(F_n)$. Исключение составляют случаи кратных значений нормированного расстояния: $r_n = 1, 2, \dots$ (см. рисунки 3.8,в и 3.9,в. Наличие постоянной составляющей $\chi_0(F_n)$ в отклике генератора по изменению частоты $\chi_n(t_n)$ в определённых рабочих зонах указывает на некоторое смещение среднего значения частоты колебаний под действием отражённого сигнала. Результаты расчёта относительных уровней постоянных составляющих $a_0(r_n)$ и $\chi_0(r_n)$ в зависимости от величины нормированного расстояния r_n при величине параметра $C_{oc} = 0,8$ для автодинных откликов $a_n(t_n)$ и $\chi_n(t_n)$ представлены на рисунке 3.10,б.

Из полученных кривых рисунка 3.10,б видно, что в первой рабочей зоне АСБРЛ с ЧМ при больших значениях параметра C_{oc} , когда он соизмерим с единицей, уровень постоянной составляющей может иметь величины, соизмеримые с амплитудными значениями сигналов. В зонах более высокого порядка влиянием постоянных составляющих можно пренебречь. Необходимо отметить также, что при выполнении условия $C_{oc} \ll 1$, постоянные составляющие в выходных сигналах АСБРЛ с ЧМ практически отсутствуют.

На рисунке 3.11 представлены временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$ и МРЧ $IFD(t_n)$,

характеризующие скорость изменения фазового набега отражённого излучения, а также АХА $a_n(t_n)$ для случая гармонической модулирующей функции $f_m(t_n) = \sin(2\pi t_n)$. Спектральные диаграммы характеристики АХА для избранных на рисунке 3.11 случаев, рассчитанные за период модулирующей функции, приведены соответственно на рисунке 3.12.

Из временных диаграмм рисунка 3.11 видно, что в отличие от рассмотренного выше случая применения в АД линейных модулирующих функций в данном случае скачки фазы сигналов отсутствуют. Однако при этом наблюдаются постоянные изменения фазы автодинного отклика с частотой $\Omega_{\text{мод}}$ и индексом модуляции $\pi B_{\text{ЧМ}}$. Эта модуляция вызывает появление дополнительных составляющих в спектре сигнала (см. рисунок 3.12). Данное положение согласуется с теорией работы систем гомодинного типа, но наличие ангармонических искажений сигналов их существенно отличает. Данные искажения, как видно из диаграмм рисунок 3.11,а, выглядят как изменения «наклона волн» сигнальной характеристики АХА $a_n(t_n)$ при смене знака производной модулирующей функции ЧМ.

Из анализа временных и спектральных диаграмм, приведенных на рисунках 3.11,а и 3.12,а, следует, что результаты, полученные здесь для случая $r_n = 0$, полностью соответствуют результатам ранних исследований сигналов АСБРЛ с ЧМ, полученным в работах [63,265]. В этих работах анализ сигналов выполнен лишь для первого приближения функций запаздывающего воздействия, когда выполняется неравенство $\tau \ll T_a$.

С увеличением нормированного расстояния r_n , как видно из диаграмм рисунка 3.11,б–г, высота пиков МРЧ $IFD(t_n)$ и степень ангармонических искажений АХА существенно снижаются. Особенно заметна такая тенденция в первой рабочей зоне, где $0 \leq r_n \leq 1$. Расчёты характеристик при иных значениях r_n показали, что в случае его значений, кратных целому числу ($r_n = 1, 2, \dots$), АХА имеют практически синусоидальный вид без «наклонов волн», а в их спектрах отсутствуют высшие гармоники (см. рисунок 3.12,в). В случае, когда $C_{oc} \ll 1$, сигнальная характеристика $a_n(t_n)$ также не имеет особенностей, поскольку при этом формируемые автодинные сигналы, как отмечалось при иных законах модуляции, полностью соответствуют по сигналам гомодинных СБРЛ с ЧМ.

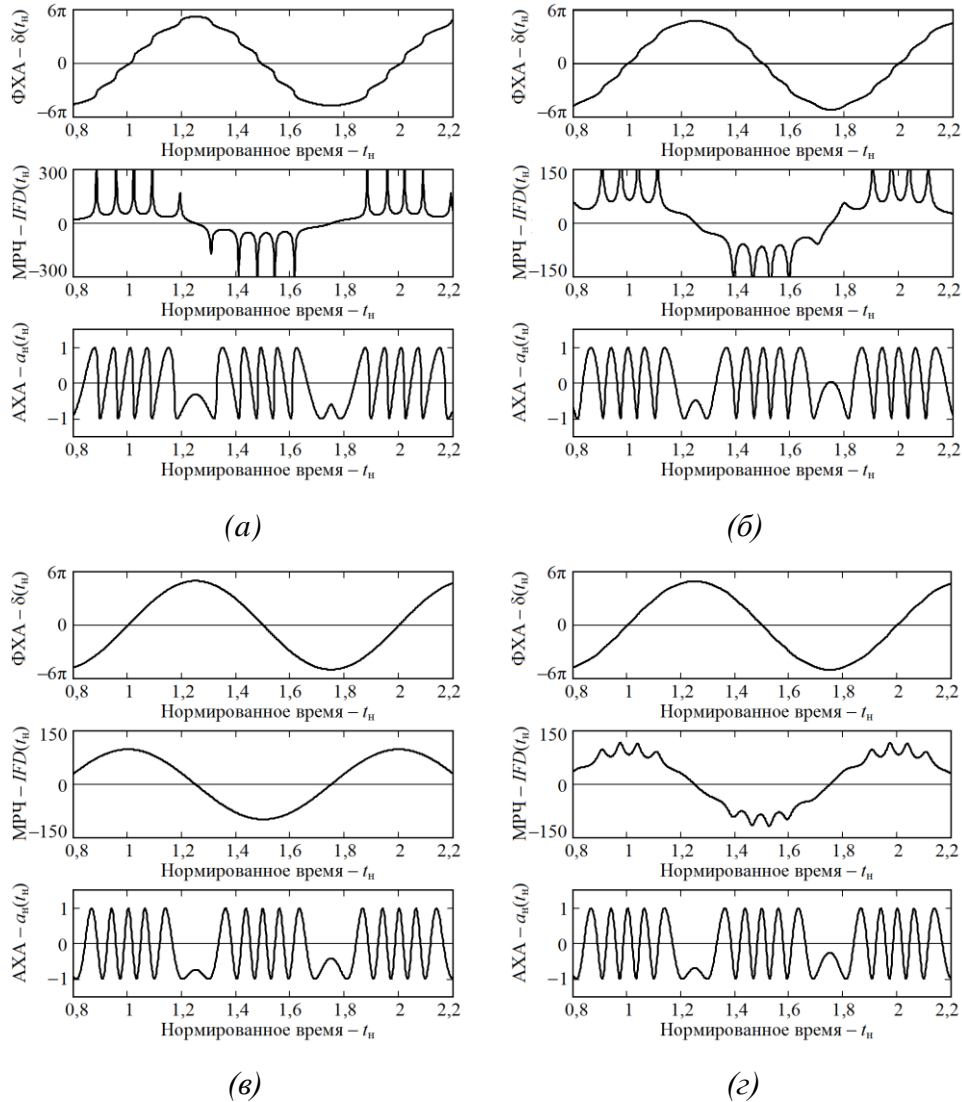


Рисунок 3.11. Временные диаграммы формирования ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$ и АХА $a_n(t_n)$, рассчитанные для гармонической модулирующей функции и различных значениях r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

На рисунке 3.13,а представлены результаты расчёта коэффициента гармоник K_r по десяти членам ряда Фурье, как функции нормированного расстояния r_n для различных значений параметра C_{oc} . Из графиков рисунка 3.13,а видно, что наибольшие искажения сигналов наблюдаются в середине первой рабочей зоны. При величине параметра $C_{oc} = 0,8$ коэффициент гармоник здесь достигает значения 60%. С последующим переходом в рабочие зоны более высокого порядка искажения сигналов значительно уменьшаются, достигая минимальных значений при r_n , кратных целому числу ($r_n = 1, 2, \dots$). При этом необходимо отметить, что коэффициент гармоник K_r при синусоидальной модуляции заметно выше, чем в случаях линейного закона ЧМ [63].

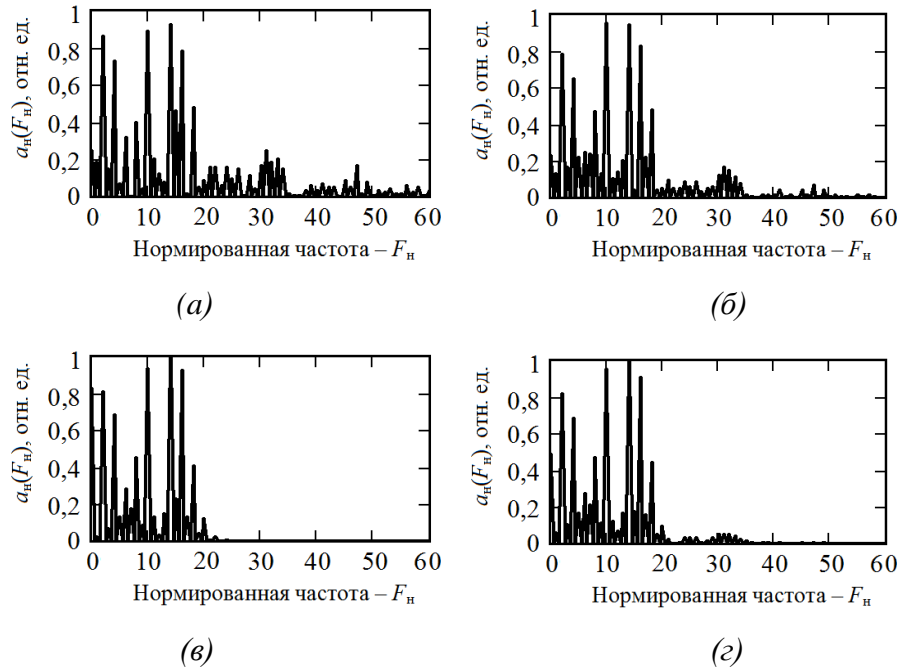


Рисунок 3.12. Спектрограммы $a_n(F_n)$, рассчитанные для различных значениях r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

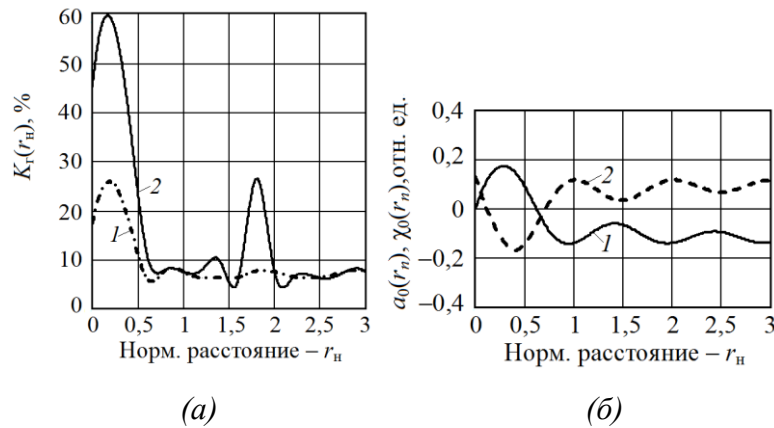


Рисунок 3.13. Графики зависимости коэффициента нелинейных искажений $K_r(r_n)$ от нормированного расстояния r_n , рассчитанные при значениях параметра $C_{oc} = 0,4$ (кривая 1) и $C_{oc} = 0,8$ (кривая 2) и уровней постоянных составляющих $a_0(r_n)$ (кривая 1) и $\chi_0(r_n)$ (кривая 2).

Результаты расчёта, выполненных в виде зависимостей $a_0(r_n)$ и $\chi_0(r_n)$, представлены на рисунке 3.13,б. Из этих зависимостей видно, что при достаточно больших значениях параметра C_{oc} , уровень постоянной составляющей может достигать 10...15% от амплитуд автодинных изменений a_m и χ_m . В случае выполнения условия $C_{oc} \ll 1$ постоянные составляющие в выходных сигналах АСБРЛ с ЧМ практически отсутствуют.

3.5 Особенности формирования сигналов в автодинных СБРЛ с ЧМ в случае движущегося объекта локации

Для учёта движения отражающего объекта в автодинных характеристиках (3.23)–(3.25) в первый член правой части выражений (3.21) и (3.25) $\delta(t_n, \tau_n)_{(0)}$ сделаем подстановку: $\tau_n = \tau_{0n} + \tau_n(t_n)$. В результате получим:

$$\delta(t_n)_{(0)} = 2\pi\tau_{0n} + 2\pi B_d \cdot \tau_n(t_n) + \pi B_{\text{ЧМ}} \cdot f_m(t_n) + 2\pi B_d \chi_{\text{ЧМ}} \cdot \tau_n(t_n) \cdot f_m(t_n), \quad (3.27)$$

где $\tau_{0n} = \omega_0 \tau_0 / 2\pi$ – начальное значение нормированного расстояния; $B_d = (\Omega_d / \Omega_m)$ – параметр «базы доплеровского сигнала», показывающий, какое число периодов доплеровского сигнала укладывается на период модуляции; Ω_d – частота Доплера; $\chi_{\text{ЧМ}} = (\Delta\omega_{\text{ЧМ}} / \omega_0)$ – относительная величина девиации частоты при модуляции; $\tau_n(t_n)$ – переменная составляющая нормированной дальности, обусловленная перемещением отражающего объекта. Теперь функции (3.23)–(3.25) с учетом (3.27) зависят от одной переменной t_n : $\delta(t_n, \tau_n) \equiv \delta(t_n)$, $a_n(t_n, \tau_n) \equiv a_n(t_n)$ и $\chi_n(t_n, \tau_n) \equiv \chi_n(t_n)$. При этом последним членом в (3.27), ввиду выполнения сильного неравенства: $2\pi B_d \chi_{\text{ЧМ}} \ll 1$, можно пренебречь.

Для выяснения особенностей формирования автодинных сигналов от движущегося объекта выполним расчёты и анализ сигналов АСБРЛ только для линейных законов ЧМ для случаев движения объекта локации в разных направлениях.

На рисунках 3.14 и 3.15 для случаев соответственно приближающегося и удаляющегося объекта локации представлены временные диаграммы формирования ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$, характеризующей скорость изменения набега фазы отражённого излучений, и АХА $a_n(t_n)$. Расчёты выполнялись согласно (3.23), (3.25) с учётом (3.26) и (3.27) при $B_d = \pm 1$ для различных нормированных расстояний r_n до отражающего объекта.

В случае приближающегося объекта знак при параметре B_d в (3.27) берём отрицательным, а в случае удаляющегося – положительным. Для случая приближающегося объекта и различных значений r_n были рассчитаны также спектрограммы сигналов $a_n(F_n)$, представленные на рисунке 3.16. Из сравнения со случаем неподвижного объекта локации (см. рисунок 3.3), спектрограмма основной гармоники в этом случае находится ниже по частоте на величину доплеровского смещения. Для случая удаляющегося объекта вид спектрограмм отличается только смещением по частоте на две единицы вверх.

Переменная составляющая нормированной дальности $\tau_n(t_n)$, обусловленная перемещением отражающего объекта, в расчётах согласно (3.13) вводилась функцией [63]:

$$\tau_n(t_n) = (1000 / 2\pi) \sin(2\pi t_n / 1000), \quad (3.28)$$

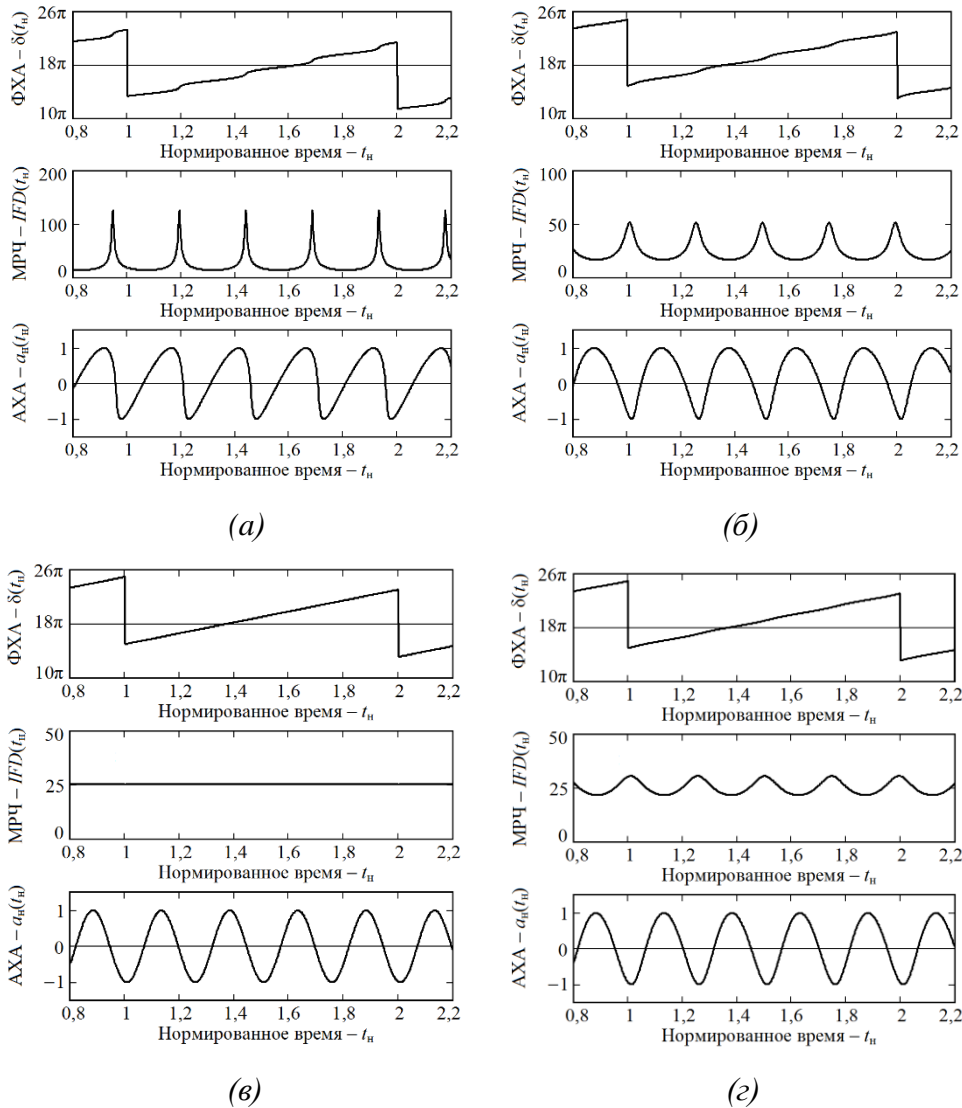


Рисунок 3.14. Временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$ и АХА $a_n(t_n)$ для случая приближающегося объекта при $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (з).

Из сравнения временных и спектральных диаграмм (см. рис. 3.14 – 3.16) следует, что смена знака радиальной скорости вызывает лишь изменения частоты выходного сигнала АД на величину доплеровского смещения. Для объекта локации, который приближается, частота сигнала в данном случае уменьшается, а для удаляющегося объекта – увеличивается.

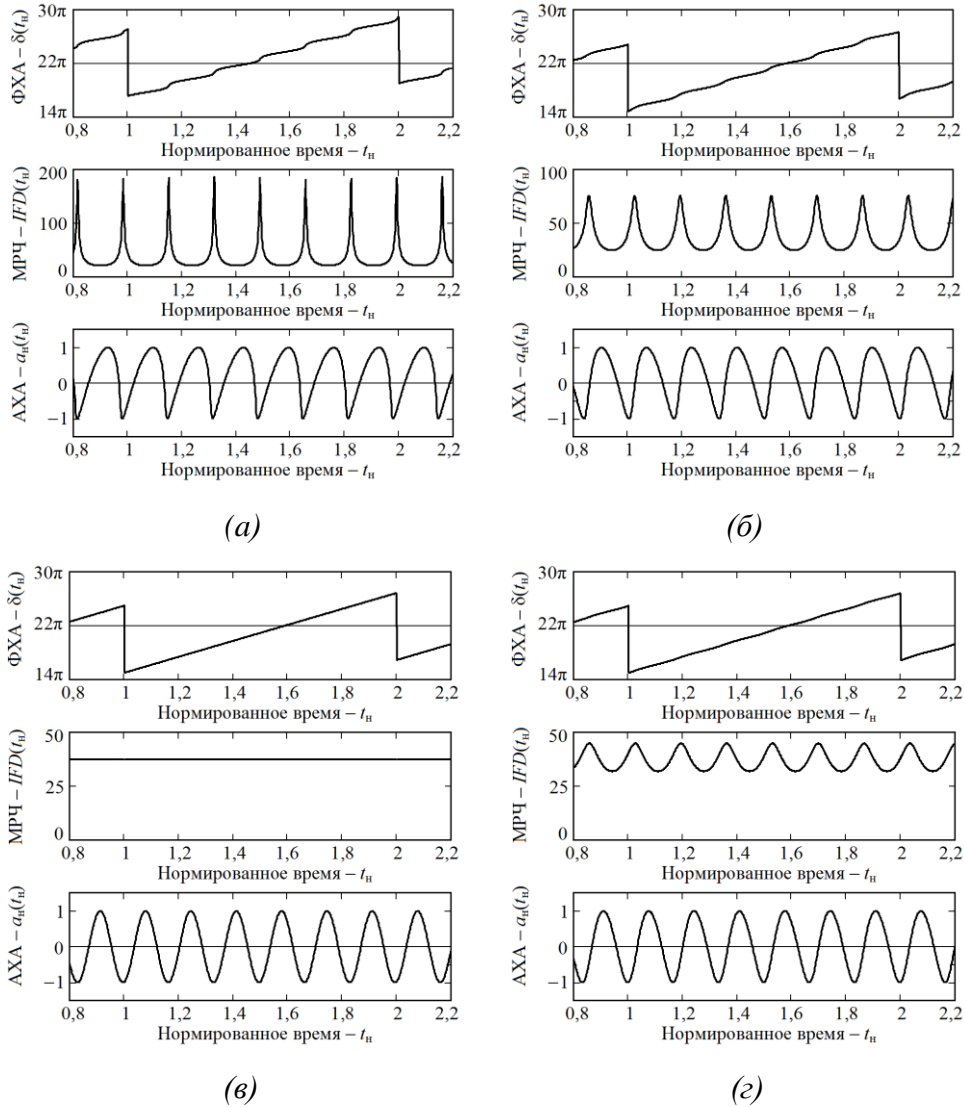


Рисунок 3.15. Временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$ и АХА $a_n(t_n)$ для случая удаляющегося объекта при $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

Из анализа приведенных на рисунках 3.14 – 3.16 временных и спектральных диаграмм видно, что полученные здесь результаты в плане формирования сигналов полностью согласуются с выполненными выше исследованиями сигналов для случая неподвижного объекта локации. Ангармонические искажения сигнальных характеристик $a_n(t_n)$, проявляющиеся в изменениях «наклона волн», зависят от величины параметра C_{oc} , характера (возрастания или убывания) модулирующей функции и внутренних параметров генератора. Скорость изменения фазового набега $IFD(t_n)$ при этом имеет осциллирующий характер с формированием «пиков» мгновенной частоты (см. рисунки 3.14,а и 3.15,а). Высота пиков возрастает с увеличением параметра C_{oc} , который, в свою очередь, также зависит от внутренних параметров генератора и уровня отражённого излучения. Установлено в процессе вычислений, что среднее значение мгновенной

частоты $IFD(t_n)$ за период модуляции при условии выполнения неравенства $C_{oc} < 1$ равно частоте сигнала гомодинной СБРЛ с ЧМ.

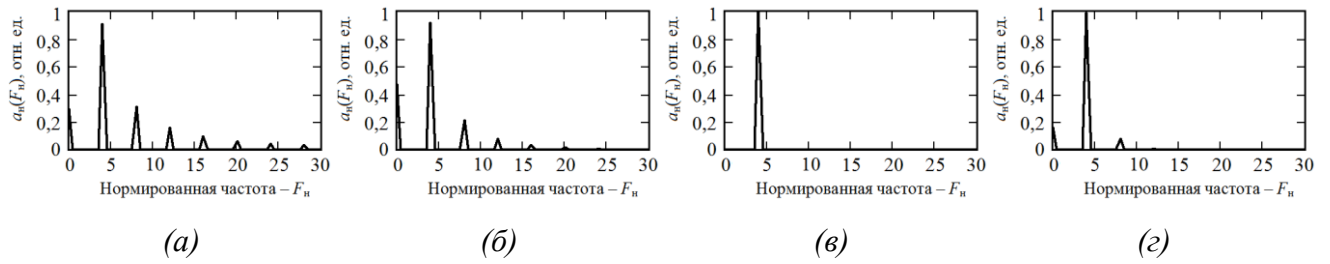


Рисунок 3.16. Спектрограммы $a_n(F_n)$, рассчитанные при $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (г) и $r_n = 1,5$ (з).

В рассматриваемом здесь случае (произвольного соотношения τ и T_a) с увеличением r_n , как видно из кривых рисунков 3.14,б-г и 3.15,б-г, диаграмма ФАХ $\delta(t_n)$ приближается к виду линейной функции. При этом высота пиков мгновенной разности частот $IFD(t_n)$ и степень ангармонических искажений диаграмм АХА существенно снижаются. Особенно заметна такая тенденция в первой рабочей зоне, где $0 \leq r_n \leq 1$. Расчёты характеристик при иных значениях r_n показали, что в случае значений r_n , кратных целому числу ($r_n = 1, 2, \dots$), АХА имеют практически синусоидальный вид, как и в случае неподвижного объекта.

Результаты расчёта характеристик $K_r(r_n)$ коэффициента гармоник сигналов АСБРЛ с ЧМ полностью совпадают с характеристиками, представленными на рисунке 3.4. При этом графики относительных уровней постоянных составляющих $a_0(r_n)$ и $\chi_0(r_n)$ имеют такой же вид, как на рисунке 3.5 для случая неподвижного объекта локации.

Теперь рассмотрим случай использования в АСБРЛ ЧМ по симметричному пилообразному закону. Данный закон за каждый период модулирующей функции имеет два участка постоянной производной, но с разными знаками. Математическая запись этого закона имеет вид [63]:

$$f_m(t_n) = (2 / \pi) \arcsin[\sin(2\pi t_n)] \quad (3.29)$$

Для случаев приближающегося (см. рисунок 3.17) и удаляющегося (см. рисунок 3.18) объекта локации представлены временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$ и АХА $a_n(t_n)$, рассчитанные согласно (3.22), (3.25) с учётом (3.26) и (3.29) при $B_d = \pm 1$ для различных нормированных расстояний r_n до отражающего объекта.

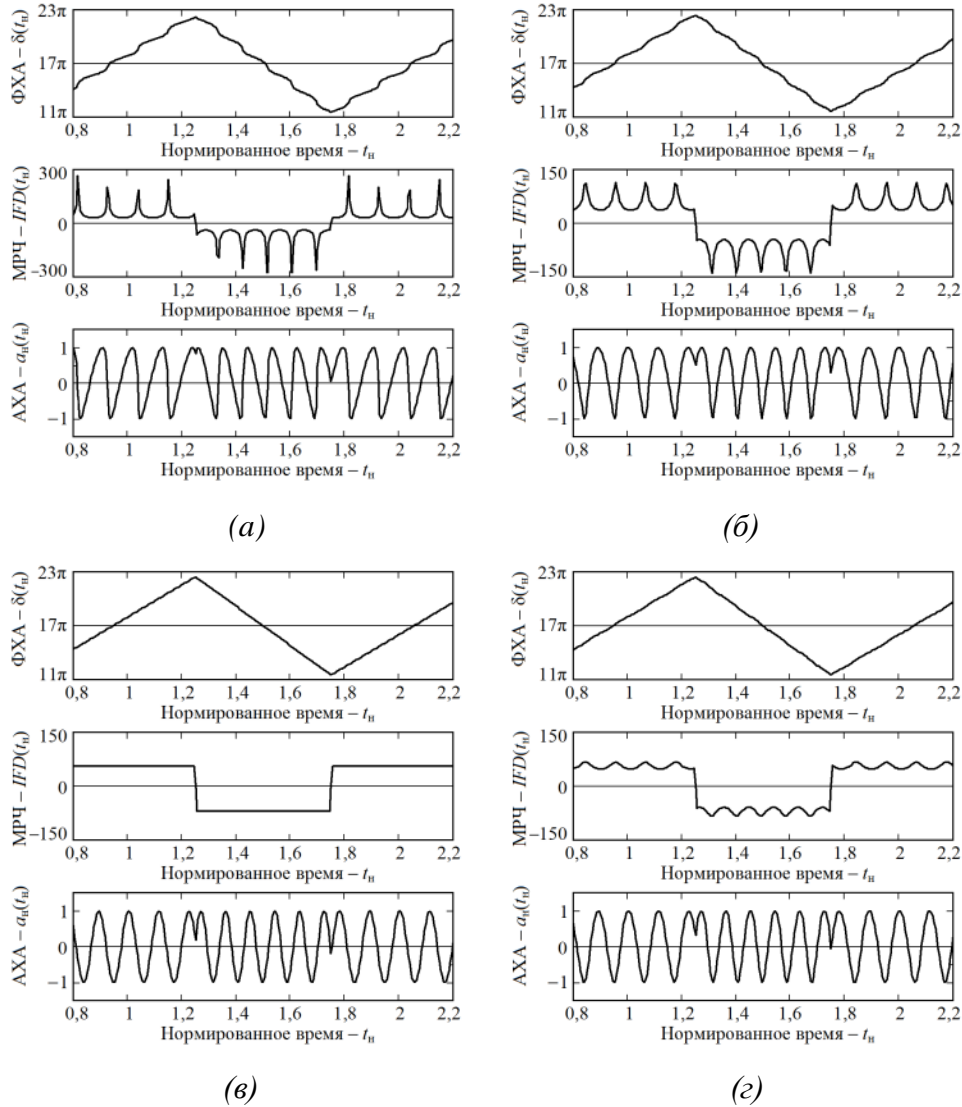


Рисунок 3.17. Временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$ и АХА $a_n(t_n)$ для случая приближающегося объекта при $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

Из сравнения временных и спектральных диаграмм рисунков 3.17, 3.18, 3.19 и соответствующих им рисунков 3.6 – 3.9 для случая неподвижного объекта следует, что при смене знака радиальной скорости среднее значение частоты сигнала за период модуляции не меняется. В случае приближающегося объекта частота автодинного отклика на возрастающем участке модуляционной характеристики уменьшается на величину доплеровского смещения, а на спадающем – растёт на эту же величину. Смена направления движения вызывает изменение описанного порядка на обратный.

На рисунке 3.19 для случая движущегося объекта локации представлены спектрограммы сигналов, рассчитанные за период модуляции при прежних значениях нормированных расстояний r_n .

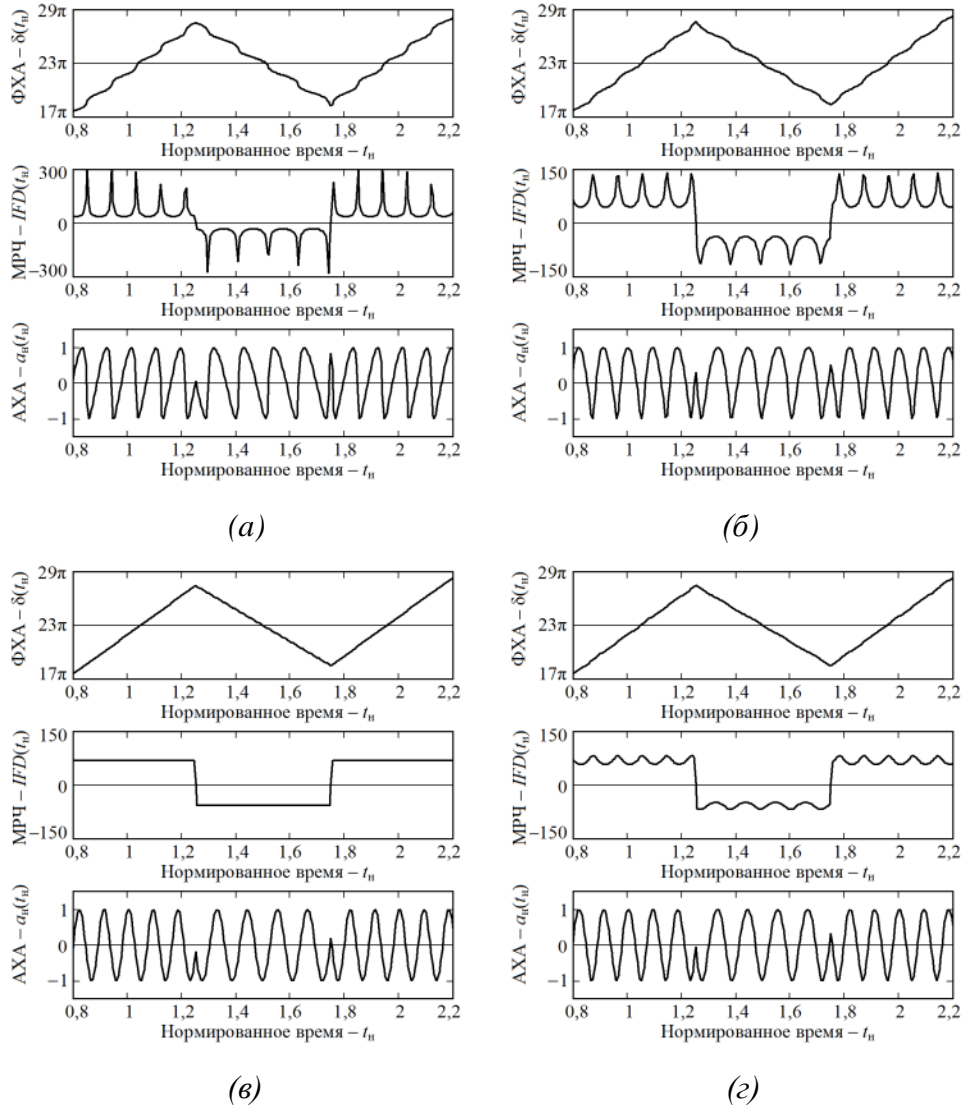


Рисунок 3.18. Временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$, МРЧ $IFD(t_n)$ и АХА $a_n(t_n)$ для случая удаляющегося объекта при $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

При этом необходимо отметить, что увеличение частоты сигнала в один полупериод и уменьшение частоты с другой полупериод в случае движущегося отражателя и изменение этого порядка при смене направления движения (см. рисунки 3.17 и 3.18) находятся в полном соответствии с теорией радиолокационных систем гомодинного типа [137]. Данное явление широко используется при обработке сигналов в СБРЛ для выделения информации о дальности до объекта, его скорости и направлении движения.

Отличия сигналов АСБРЛ с ЧМ состоят в наличии их ангармонических искажений при условии, когда параметр C_{oc} соизмерим с единицей, и появлении дополнительного фазового смещения, обусловленного динамикой автодинных изменений частоты генерации. При этом обращает на себя внимание (см. рисунки 3.19, а–г) «расползание» спектра сигнала по типу спектра частотно манипулированного колебания [266] и его независимость от направления

движения объекта локации. Здесь также присутствуют высшие гармоники и компоненты их комбинационного взаимодействия, а также низкочастотные компоненты на частоте модуляции, соответствующие частотному сдвигу от движущегося отражающего объекта и постоянная составляющая.

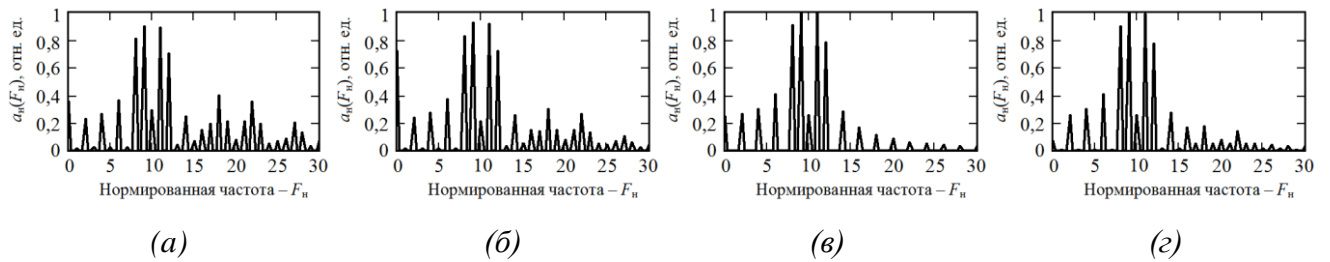


Рисунок 3.19. Спектрограммы $a_n(F_n)$, рассчитанные для движущегося объекта при различных значениях r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,5$ (б), $r_n = 1$ (в) и $r_n = 1,5$ (г).

Из анализа полученных спектрограмм, результатов расчёта коэффициента нелинейных искажений $K_r(r_n)$ автодинных сигналов, относительных уровней их постоянных составляющих $a_0(r_n)$ и $\chi_0(r_n)$ в зависимости от величины r_n при различных значениях параметра $C_{ос}$ установлено, что упомянутые характеристики полностью соответствуют приведенным на рисунках 3.10,а и б.

3.6 Общее свойство сигнальных характеристик автодинных СБРЛ с ЧМ

Для объяснения характера полученных в разделах 3.4 – 3.5 зависимостей от нормированного расстояния r_n введём понятие «эквивалентного параметра» $C_{эkv}$ внешней обратной связи автодинной системы «АСБРЛ с ЧМ – объект локации»: $C_{эkv} = C_{ос} K_d$, где $K_d = \sum_{n=0}^N (-1)^n X_n(r_n)$ – входящий в (3.22) и (3.25) «динамический» множитель внешней обратной связи. Кроме того, обратим внимание на набег фазы $\delta(r_n)$ отражённой волны, который с изменением r_n также изменяется. Для этих изменений введём понятие «угла динамического смещения фазы» $\Delta\delta_d \equiv \Delta\delta_d(r_n)$ автодинного отклика, который выражается как $\Delta\delta_d(r_n) = \delta(r_n) - \delta(r_n = 0)$, где $\delta(r_n)$ и $\delta(r_n = 0)$ – фазы мгновенного коэффициента отражения, полученные при текущем значении r_n и при его нулевом значении соответственно. Результаты расчёта зависимостей $K_d(r_n)$ и $\Delta\delta_d(r_n)$ представлены на рисунке 3.20, причём для зависимости $\Delta\delta_d(r_n)$ получены две кривые: для неизохронного (кривая 1) и изохронного (кривая 2) генератора.

Из кривой зависимости $K_d(r_n)$ (см. рисунок 3.20, *a*) видно, что с увеличением r_n в первой рабочей зоне, где $0 < r_n < 1$, величина K_d и, соответственно, эквивалентного параметра $C_{\text{экв}}$ уменьшается почти на порядок. Далее, с увеличением r_n , величина параметра $C_{\text{экв}}$ асимптотически затухает с небольшими подъёмами в средней части рабочих зон более высокого порядка, где нормированное расстояние $r_n > 1$.

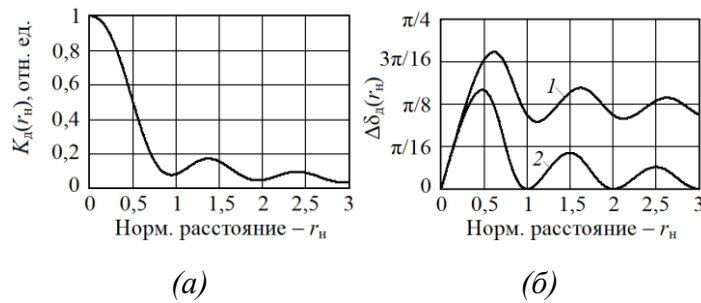


Рисунок 3.20. Графики $K_d(r_n)$ (*a*) и $\Delta\delta_d(r_n)$ (*б*), полученные при величине угла смещения $\theta = 1$ (кривая 1) и $\theta = 0$ (кривая 2).

Динамические изменения фазы $\Delta\delta_d$ сигнальных характеристик, влияющие на характер их искажения, что хорошо видно из сравнения кривых рисунков 3.2, 3.6, 3.7, 3.11, 3.14, 3.15, 3.17 и 3.18 под литерами *a*, и *б*, с увеличением r_n в первой рабочей зоне также наибольшие. При значении $r_n = 1$ имеется первый минимум этой величины, который определяется значением параметра θ , характеризующим неизохронность генератора (см. рисунок 3.20, *б*). С последующим увеличением r_n здесь также наблюдается асимптотическое затухание «колебаний» динамических изменений фазы $\Delta\delta_d$.

Полученные здесь результаты, кажущиеся противоречащими устоявшимся представлениям о формировании отклика АСБРЛ с ЧМ [63], имеют вполне объяснимый физический смысл. Для его понимания достаточно обратиться к упрощённой модели процесса взаимодействия АД с собственным отражённым излучением, рассмотренной выше (см. раздел 2.9) и в работах [64,143,145] методом шагов, на примере радиоимпульсного автодина. Из этой модели следует, что с укорочением относительной длительности радиоимпульса (это эквивалентно увеличению нормированного расстояния), число парциальных отражений за время действия радиоимпульса уменьшается. Это ведёт к уменьшению эквивалентного параметра внешней обратной связи $C_{\text{экв}}$ автодинной системы и, соответственно, уровня ангармонических искажений сигнала. При достижении величины нормированного расстояния единицы ($r_n = 1$), когда воздействие отражённого излучения становится однопарциальным, обеспечивается формирование практически гармонических автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний генератора,

что и показано выполненным в настоящем разделе анализом.

3.7 Флуктуационные характеристики автодинных СБРЛ с частотной модуляцией

Перепишем уравнения (3.16)–(3.18) для автодинного отклика, дополнив их уравнением для фазы с учетом ЧМ излучения, внутренних шумов генератора и полагая $\Gamma(t, \tau) = \Gamma$:

$$a(t) = -m_{\text{ам}} f_M(t) + \Gamma K_a \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1] + a_{\text{ш}}(t), \quad (3.30)$$

$$\chi(t) = -m_{\text{чм}} f_M(t) - \Gamma L_a \sin[\delta(t, \tau) + \theta] - \chi_{\text{ш}}(t), \quad (3.31)$$

$$u_0(t) = -Z_{\text{БР}} \{M_{\text{пам}} f_M(t) + \Gamma K_0 \cos[\delta(t, \tau) - \psi_0] + i_{\text{ш}}(t)\}, \quad (3.32)$$

$$\delta(t, \tau) = \omega_0 \tau + C_{\text{чм}} f_M(t) - p_{\text{ш}}(t) - C_{\text{ос}} \sin[\delta(t, \tau) + \theta], \quad (3.33)$$

где $C_{\text{чм}} = \Delta\omega_{\text{мчм}} \tau = C_{\text{ос}} (m_{\text{чм}} / \Gamma L_a)$ – индекс фазовой модуляции автодинного сигнала, обусловленный ЧМ излучения; $m_{\text{чм}} = (\Delta\omega_{\text{мчм}} / \omega_0)$, $\Delta\omega_{\text{мчм}}$ – относительная и абсолютная девиация частоты генерации соответственно; $p_{\text{ш}}(t) = C_{\text{ос}} \chi_{\text{ш}}(t) / \Gamma L_a$ – индекс модуляции фазы автодинного сигнала, обусловленный внутренними шумами генератора.

Из выражений (3.30) – (3.32) видно, что при ЧМ генератора (3.31) и одновременном воздействии на него отражённого излучения ($\Gamma \neq 0$), автодинный отклик по изменению амплитуды $a(t)$ (3.30) и смещения $u_0(t)$ (3.32) АЭ, кроме полезного сигнала (вторые слагаемые), содержит также составляющие сигнала (первые слагаемые), повторяющие закон модуляции $f_M(t)$. Эти составляющие, которые можно назвать «сопутствующим паразитным откликом», здесь рассматривать не будем. При этом отметим, что формирование полезного сигнала⁵ АСБРЛ с ЧМ (см. вторые слагаемые) в (3.30) и (3.32) происходит через изменения фазы (3.33), которые обусловлены процессом ЧМ генерации (3.31).

Третьи слагаемые в выражениях (3.30) – (3.32) отображают присутствие в выходном отклике генератора аддитивных составляющих стационарного шума, обусловленных внутренними шумами генератора. При этом вторые слагаемые в (3.30) – (3.32) за счёт шумовой модуляции фазы (3.33) вносят дополнительные мультипликативные составляющие общего шума, которые проявляются только при наличии отраженного излучения. В этом разделе рассмотрим

⁵ В выражениях (3.30) – (3.33) и далее переменные τ характеризуют зависимость характеристик генератора от квазистатически медленно (относительно процессов в автодинном генераторе) изменения текущего набега фазы отражённого от объекта излучения, а переменная t – от текущего времени, что обусловлено «быстрыми» флуктуациями параметров колебаний генератора.

поведение шумовых характеристик в условиях одновременного воздействия на автодинный генератор с ЧМ отражённого СВЧ излучения.

Для выявления выражения (3.33) относительно фазы $\delta(t, \tau)$ используем метод последовательных приближений. В общем виде при выполнении условий $C_{oc} < 1$, $p_{ш}(t) \ll 1$ решение k -го приближения этим методом имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(t, \tau_n) = & (2\pi\tau_n)_{(0)} + C_{чм} f_M(t) - p_{ш}(t) - \\ & - C_{oc} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + C_{чм} f_M(t) - p_{ш}(t) + \theta - \dots \\ & - C_{oc} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + C_{чм} f_M(t) - p_{ш}(t) + \theta] \dots \end{aligned} \quad (3.34)$$

где индексами в круглых скобках около слагаемых $(2\pi\tau_n)$ обозначен порядок приближения; $\tau_n = \omega_0 \tau$ – нормированное (безразмерное) время.

Далее сначала в выражениях (3.30) – (3.32) выполним деление всех слагаемых на максимальные значения автодинного отклика: $a_{1m} = \Gamma K_a$, $\chi_m = \Gamma L_a$ и $u_{0m} = \Gamma K_0$. Полученные таким образом нормированные выражения обозначим: $a_{1н}(t, \tau_n)$, $\chi_n(t, \tau_n)$ и $u_{0н}(t, \tau_n)$. Затем из них исключим составляющие, обусловленные сопутствующим паразитным откликом и действием шумов. В результате получим выражения для частотной $\chi_n(\tau_n)$ (ЧХА), амплитудной $a_n(\tau_n)$ (АХА) характеристик автодина, а также для характеристики автодетектирования $u_{0н}(\tau_n)$ (ХАД) и из выражения (3.34) – фазовой $\delta(\tau_n)$ характеристики автодина (ФХА):

$$a_{1н}(\tau_n) = (a_1 / a_{1m}) = \cos [\delta(\tau_n) - \psi_1], \quad (3.35)$$

$$\chi_n(\tau_n) = (\chi / \chi_m) = -\sin [\delta(\tau_n) + \theta], \quad (3.36)$$

$$u_{0н}(\tau_n) = (u_0 / u_{0m}) = \cos [\delta(\tau_n) - \psi_0], \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n) = & (2\pi\tau_n)_{(0)} + C_{чм} f_M(t) - C_{oc} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + C_{чм} f_M(t) + \theta - \dots \\ & - C_{oc} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + C_{чм} f_M(t) + \theta] \dots \end{aligned} \quad (3.38)$$

Здесь отметим, что первые три характеристики (3.35) – (3.37) при соответствующем детектировании изменений частоты $\chi(\tau_n)$ генерации и амплитуды $a_1(\tau_n)$ колебаний, а также выделении отклика $u_0(\tau_n)$ в цепи питания генератора определяют закономерности формирования выходных сигналов обычных автодинных СБРЛ без модуляции. Поэтому в теории автодинов они называются сигнальными характеристиками автодина (СХА).

Теперь находим результирующие шумовые составляющие $a_{1ш}(\tau_n)$, $\chi_{ш}(\tau_n)$, $u_{0ш}(\tau_n)$ и $\delta_{ш}(\tau_n)$ путём вычитания из совокупности выходных сигналов и шумов автодина их детерминированных составляющих (3.25) – (3.38):

$$a_{1ш}(\tau_n) = a_{1н}(t, \tau_n) - a_{1н}(\tau_n), \quad \chi_{ш}(\tau_n) = \chi_n(t, \tau_n) - \chi_n(\tau_n), \quad (3.39)$$

$$u_{0ш}(\tau_n) = u_{0н}(t, \tau_n) - u_{0н}(\tau_n), \quad \delta_{ш}(\tau_n) = \delta(t, \tau_n) - \delta(\tau_n). \quad (3.40)$$

Выражения (3.39), (3.40) справедливы при любом соотношении сигнал/шум. Для случая, когда амплитуда сигнала значительно превышает уровень собственных шумов, данные выражения для малых компонентов шума можно линеаризовать, разложив входящие в них трансцендентные функции в ряды Тейлора, ограничившись при этом двумя первыми членами. Тогда получим упрощённые выражения, допускающие расчет и физическую интерпретацию процесса формирования шумовых характеристик автодина:

$$a_{1ш}(\tau_n) = \frac{a_{ш}(t)}{\Gamma K_a} + \frac{\chi_{ш}(t)}{\Gamma L_a} \frac{C_{oc} \sin \delta(\tau_n)}{1 + C_{oc} \cos[\delta(\tau_n) + \theta]}, \quad (3.41)$$

$$\chi_{ш}(\tau_n) = -\frac{\chi_{ш}(t)}{\Gamma L_a} \left[1 + \frac{C_{oc} \cos[\delta(\tau_n) + \theta]}{1 + C_{oc} \cos[\delta(\tau_n) + \theta]} \right], \quad (3.42)$$

$$u_{0ш}(\tau_n) = Z_{шр} \left\{ \frac{i_{ш}(t)}{\Gamma K_0} + \frac{\chi_{ш}(t)}{\Gamma L_a} \frac{C_{oc} \sin \delta(\tau_n)}{1 + C_{oc} \cos[\delta(\tau_n) + \theta]} \right\}, \quad (3.43)$$

$$\delta_{ш}(\tau_n) = -\frac{\chi_{ш}(t)}{\Gamma L_a} \frac{C_{oc}}{1 + C_{oc} \cos[\delta(\tau_n) + \theta]}. \quad (3.44)$$

Дальнейший анализ шумовых характеристик (3.41) – (3.44) с учетом (3.38) выполним с привлечением численных методов, используя следующие значения внутренних и модуляционных параметров генератора: частота генерации $\omega_0 = 2\pi \cdot 37,5 \cdot 10^9$; девиация частоты $\Delta\omega_m^{чм} = 2\pi \cdot 500 \cdot 10^6$; частота модуляции $\Omega_{мод} = 2\pi \cdot 1 \cdot 10^3$; коэффициенты $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$ и $\kappa_{чд} = 0,3$. Значения остальных коэффициентов в (3.41) – (3.44) примем равными единице, что не влияет на качественную сторону анализа.

В этих расчётах для ортогональных составляющих $a_c(t)$ и $a_s(t)$ используем входящую в пакет Matchcad подпрограмму моделирования случайных процессов, для запуска которой примем число отсчётов мгновенных значений шума на каждом периоде модулирующей функции равным $1 \cdot 10^5$. Шумы источника питания зададим, как $e_{ш}(t) = a_c(t) + a_s(t)$. При этом примем среднеквадратическое значение уровня шума 0,025, а в качестве модулирующей функции ЧМ – пилообразный закон с несимметричной формой:

$$f_{мод}(t) = (2/\pi) \arctg[\tg(\Omega_{мод} t + \pi/2)].$$

На рис. 3.21, а представлены результаты расчётов в соответствии с (3.35) – (3.37) графиков ЧХА $\chi_n(\tau_n)$, АХА $a_{1н}(\tau_n)$ и ХАД $u_{0н}(\tau_n)$ для случая неподвижного отражателя, находящегося на

расстоянии $l_0 = 1,5$ м от генератора. При этом величина параметра обратной связи C_{oc} принята равной 0,8. На рис. 3.21, б приведены графики относительных изменений среднеквадратических уровней флуктуаций частоты $q_\chi(\tau_n)$ и амплитуды $q_a(\tau_n)$ колебаний генератора, а также шумов $q_u(\tau_n)$ на выходе блока регистрации. Здесь принято: $q_\chi(\tau_n) = \frac{|\overline{\chi_{ш}(\tau_n)_{10}}|}{|\overline{\chi_{ш}(\tau_n)_{пм}}|}$, $q_a(\tau_n) = \frac{|\overline{a_{ш}(\tau_n)_{10}}|}{|\overline{a_{ш}(\tau_n)_{пм}}|}$, $q_u(\tau_n) = \frac{|\overline{u_{0ш}(\tau_n)_{10}}|}{|\overline{u_{0ш}(\tau_n)_{пм}}|}$, где: $|\overline{\chi_{ш}(\tau_n)_{10}}|$, $|\overline{a_{ш}(\tau_n)_{10}}|$, $|\overline{u_{0ш}(\tau_n)_{10}}|$ – среднеквадратические значения уровней шума, усредняемых на интервалах ± 5 отсчётов мгновенных значений шума; $|\overline{\chi_{ш}(\tau_n)_{пм}}|$, $|\overline{a_{ш}(\tau_n)_{пм}}|$, $|\overline{u_{0ш}(\tau_n)_{пм}}|$ – тоже, но усреднение выполняется за период модуляции.

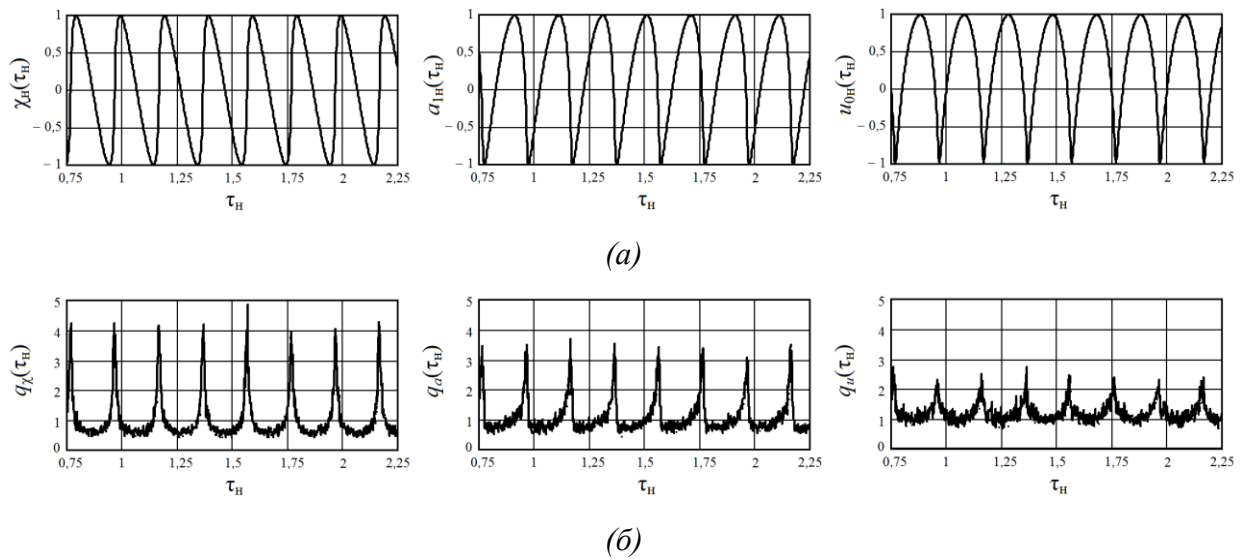


Рисунок 3.21. Графики ЧХА $\chi_n(\tau_n)$, АХА $a_n(\tau_n)$ и ХАД $u_{0n}(\tau_n)$ (а) и среднеквадратических уровней флуктуаций частоты $q_\chi(\tau_n)$ и амплитуды $q_a(\tau_n)$ колебаний генератора, а также шумов $q_u(\tau_n)$ (б) для случая неподвижного объекта локации.

В случае слабой внешней обратной связи, когда значение параметра $C_{oc} \ll 1$, СХА имеют вид гармонической функции, а шумовые характеристики являются стационарными. В случае сильной внешней обратной связи (см. рис. 3.21, а), когда величина $C_{oc} \sim 1$, СХА приобретают характерные ангармонические искажения, что совпадает с результатами работы [63]. При этом у автодинных СБРЛ с ЧМ также как и у обычных автодинных систем [199, 202], при изменении набега фазы отражённого излучения на 2π уровни шумов периодически изменяется (см. кривые на рис. 3.21, б).

Из сопоставления сигнальных (см. рис. 3.21, а) и шумовых (см. рис. 3.21, б) характеристик видно, что положения по оси времени τ_n максимума уровней шумов совпадают и соответствуют области «крутого» перехода ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ через нуль. При этом уровень пика шумов резко

возрастает с приближением величины параметра обратной связи C_{oc} к единице.

Участкам с «пологим» переходом ЧХА соответствует «плато» с минимумом частотных $q_\chi(\tau_n)$ и амплитудных $q_a(\tau_n)$ шумов, который находится ниже (в 1,5...2 раза), чем уровень шумов автономного генератора. При этом кривые относительного уровня $q_u(\tau_n)$ шума на выходе блока регистрации в районе «плато», как видно из кривых рис. 3.21, б, ниже уровня единицы не опускаются, что объясняется прямым прохождением в тракт выделения автодинного сигнала шумов источника питания, которые, кроме того, «маскируют» высоту пика уровня шумов.

Такое поведение шумов при сильной обратной связи объясняется периодической неравномерностью набега фазы $\delta(\tau_n)$ отражённого излучения из-за автодинных изменений частоты $\chi(\tau_n)$ генерации. Данные неравномерности, как видно из знаменателей последних сомножителей в выражениях (3.41) – (3.44), служат своего рода коэффициентом передачи в замкнутой цепи внешней обратной связи генератор – отражающий объект, зависящим от текущего набега фазы $\delta(\tau_n)$ отражённого излучения. При одном значении фазы $\delta(\tau_n)$ обратная связь является положительной, вызывая увеличение (регенерацию) любых вариаций в системе, а при других – отрицательной обратной связью, при которой всякие вариации в системе подавляются. Необходимо отметить также, что в положениях по оси абсцисс, где производные СХА равны нулю, шумовые характеристики по уровню соответствуют шумам автономного генератора и мультипликативные составляющие шума отсутствуют.

В ходе настоящих исследований было выполнено также моделирование шумовых характеристик при условиях перемещения⁶ отражателя с различными значениями скорости и направления движения, а также для случаев симметричного пилообразного и гармонического законов. В результате анализа полученных характеристик в условиях сильной обратной связи для всех указанных случаев была также установлена периодическая нестационарность уровня шума. Данные результаты показали, что выявленные особенности поведения шумовых характеристик в условиях сильной обратной связи, когда $C_{oc} \sim 1$, являются достаточно общими и не зависят от закона ЧМ, скорости и направления движения объекта локации.

⁶ Для моделирования движущегося отражающего объекта от начальной дистанции l_0 с радиальной скоростью V_p использовалась вспомогательная функция: $l(\tau_n) = l_0 + V_p(1000 / \Omega_m) \sin(2\pi\tau_n / 1000)$.

3.8 Результаты экспериментальных исследований сигнальных и шумовых характеристик АСБРЛ с ЧМ

Для экспериментального исследования сигнальных и шумовых характеристик АСБРЛ с ЧМ использовался образец универсального автодинного датчика 8-мм диапазона для сортировочных горок, подробно описанный в Приложении П.4.

На рисунке 3.22 представлены спектрограммы сигналов, полученных от приближающегося (*а*), неподвижного (*б*) и удаляющегося (*в*) отражающего объекта при использовании в АСБРЛ несимметричного пилообразного закона ЧМ. Для указанных здесь случаев на рисунке 3.23 представлены спектрограммы при использовании симметричного закона ЧМ. В качестве отражающего объекта использовался электромеханический имитатор доплеровского сигнала [62].

В первой группе опытов расстояние от АСБРЛ до имитатора было 3 м (см. на рисунках 3.22 и 3.23 левые спектрограммы), а во второй – 75 м (см. на рисунках 3.22 и 3.23 правые спектрограммы). В первых опытах к СВЧ модулю и имитатору пристыковывались рупорные антенны с шириной диаграммы направленности ширина по уровню минус 3 дБ 10×10 градусов и коэффициентами усиления около 25 дБ. Во вторых опытах использовались двухзеркальные антенны с эллиптическим малым зеркалом (антенна типа АДЭ) с шириной диаграммы направленности $1,4 \times 1,4$ градусов и коэффициентами усиления около 42 дБ. Амплитуды сигналов U_c в обоих опытах выравнивались с помощью переменного аттенюатора, вводимого между СВЧ модулем и антенной. При этом затухание аттенюаторов устанавливалось таким, чтобы обеспечивалась величина параметра $C_{oc} \approx 0,8$.

Направление движения отражающего объекта изменялось переключением направления вращения электродвигателя, вал которого связан с отражателем в имитаторе доплеровского сигнала [193]. В случае неподвижного объекта питание от двигателя отключалось, и отражатель останавливался.

Первый опыт по соотношению времени запаздывания τ отражённого излучения и периода T_a сигнала в обоих случаях применяемых законов модуляции соответствует началу первой рабочей зоны $r_n \ll 1$. Во втором опыте для несимметричного закона ЧМ нормированное расстояние $r_n = 1,25$, а для симметричного закона – $r_n = 2,5$.

При использовании пилообразного несимметричного закона ЧМ перемещающийся отражатель вызывает смещение спектра преобразованного сигнала в сторону уменьшения частоты в случае его приближения, а в сторону увеличения – при удалении от АСБРЛ, (см. рисунок 3.23). При использовании симметричного пилообразного закона движущийся

отражатель вызывает «расщепление» спектра на две «боковые» составляющие, отстоящие от среднего значения частоты на величину доплеровского смещения (см. рисунок 3.23). Данные положения согласуются с общей теорией работы СБРЛ с ЧМ [137].

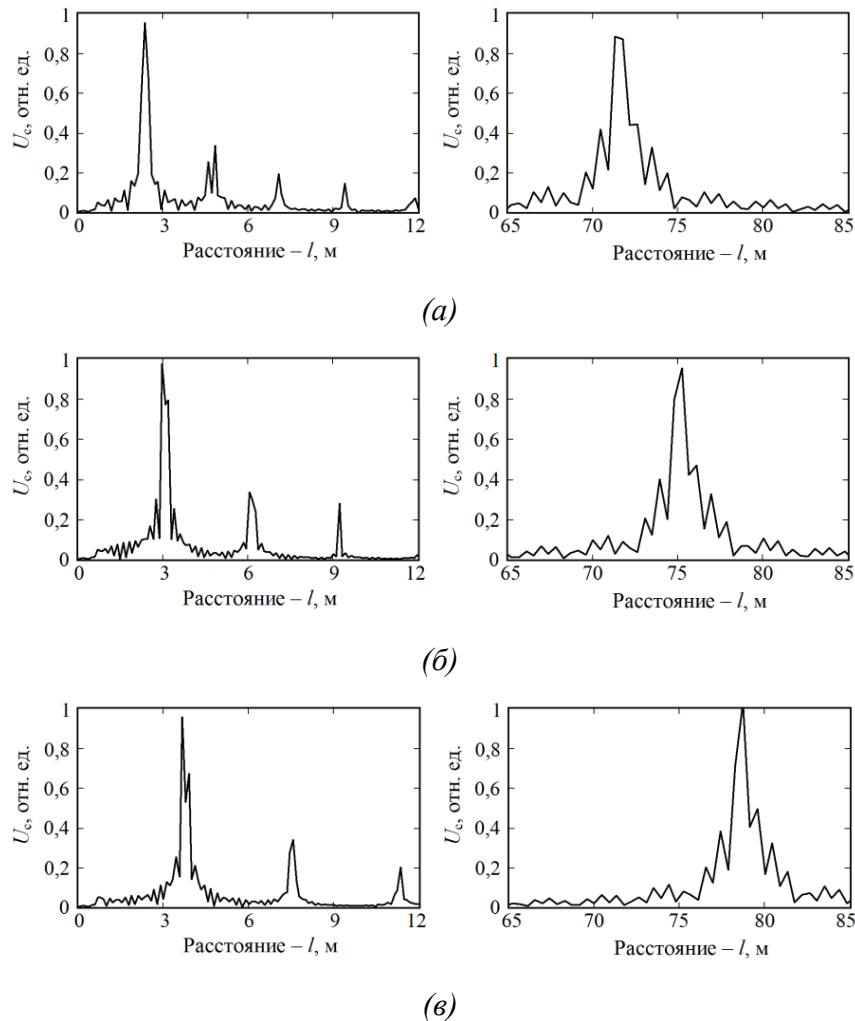


Рисунок 3.22. Спектрограммы преобразованных автодином сигналов, полученные от приближающегося (а), неподвижного (б) и удаляющегося (в) отражающего объекта (имитатора) при несимметричном пилообразном законе ЧМ.

В первом опыте (см. левые диаграммы рисунках 3.22 и 3.23) на спектрограммах виден заметный уровень второй и третьей высших гармоник, характерный ангармоническим искажениям автодинного сигнала. Во втором опыте (см. правые диаграммы) уровень высших гармоник значительно ниже, чем в предыдущем опыте. Из сравнения полученных спектрограмм рисунков 3.22 и 3.23 и расчетных спектрограмм, представленных соответственно на рисунках 3.3, 3.8, 3.9, 3.16 и 3.19 видно их качественное соответствие. Данные результаты являются новыми, они подтверждают сделанные выше выводы, следующие из теоретических

исследований.

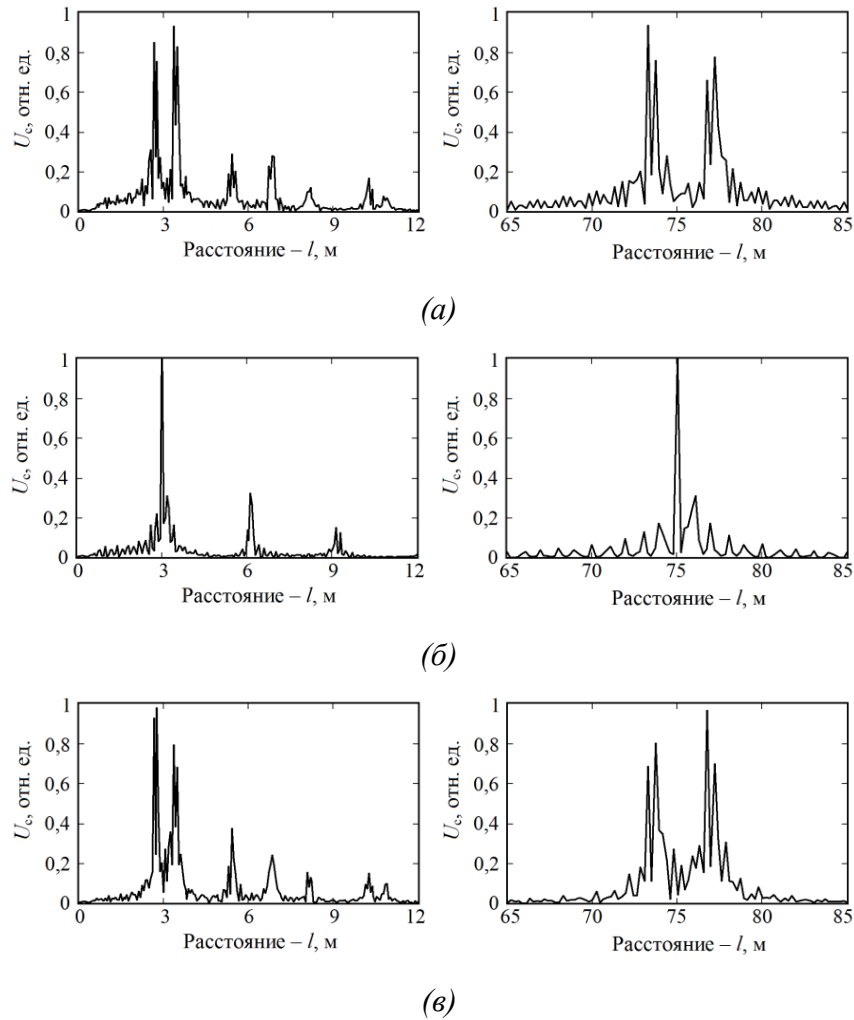


Рисунок 3.23. Спектрограммы преобразованных автодином сигналов, полученные от приближающегося (а), неподвижного (б) и удаляющегося (в) отражающего объекта (имитатора) при симметричном пилообразном законе ЧМ.

Для случая модуляции частоты по гармоническому закону на рисунке 3.24 представлены спектрограммы сигналов U_c , полученные от уголкового отражателя (а) и от стены пятиэтажного здания (б). Уголковый отражатель с эффективной площадью рассеяния около 10 м^2 устанавливался на расстоянии $l = 3 \text{ м}$ (время запаздывания $\tau = 2 \cdot 10^{-8} \text{ с}$) от раскрыва антенны. Стена здания находилась на расстоянии $l = 60 \text{ м}$ ($\tau = 4 \cdot 10^{-7} \text{ с}$). Наибольшая частота преобразованного сигнала от уголкового отражателя составляла порядка 200 кГц ($T_a = 6 \cdot 10^{-6} \text{ с}$), а от стены здания – 4 МГц ($T_a = 2,5 \cdot 10^{-7} \text{ с}$). Амплитуды сигналов (U_c) в обоих случаях были практически одинаковыми.

В первом случае (см. рисунок 3.24, а) на спектрограмме виден заметный уровень второй и третьей высших гармоник, характерный ангармоническим искажениям автодиномного сигнала. Во

втором случае высшие гармонические составляющие сигнала имеют значительно меньший уровень, чем в первом. Из сравнения полученных спектрограмм рисунков 3.24, *а* и *б* и спектрограмм, представленных соответственно на рисунках 3.12, *а* и *г* видно их качественное соответствие.

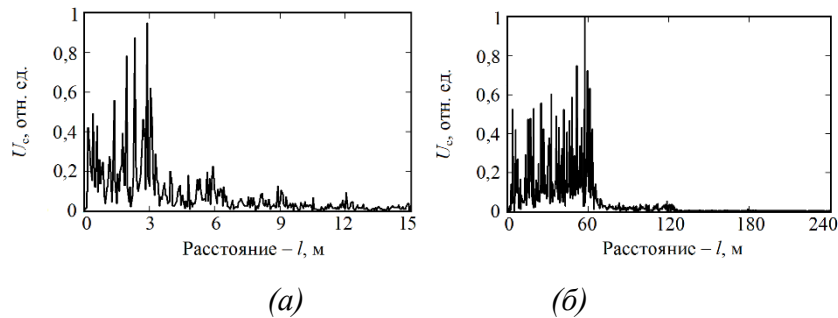


Рисунок 3.24. Спектрограммы преобразованных автодином сигналов, полученных от углового отражателя (*а*) и от стены пятиэтажного здания (*б*) при ЧМ по гармоническому закону.

На рисунке 3.25 представлены осциллограммы, на которых верхний след показывает форму выходного сигнала АД, а нижний – высокочастотного шума. Для случая применения углового отражателя с эффективной площадью рассеяния около 100 м^2 осциллограммы приведены на рисунке 3.25, *а*, а при использовании углового отражателя с эффективной площадью рассеяния около 10 м^2 – на рисунке 3.25, *б*. Угловые отражатели устанавливались на расстоянии 10 м от раскрыва антенны. Частота преобразованного сигнала около 30 кГц, полоса выделяемых шумов по уровню минус 3дБ составляла от 50 до 500 кГц, частота модуляции излучения 1,0кГц. Сигналы и шумы регистрировались в середине периода модулирующей функции.

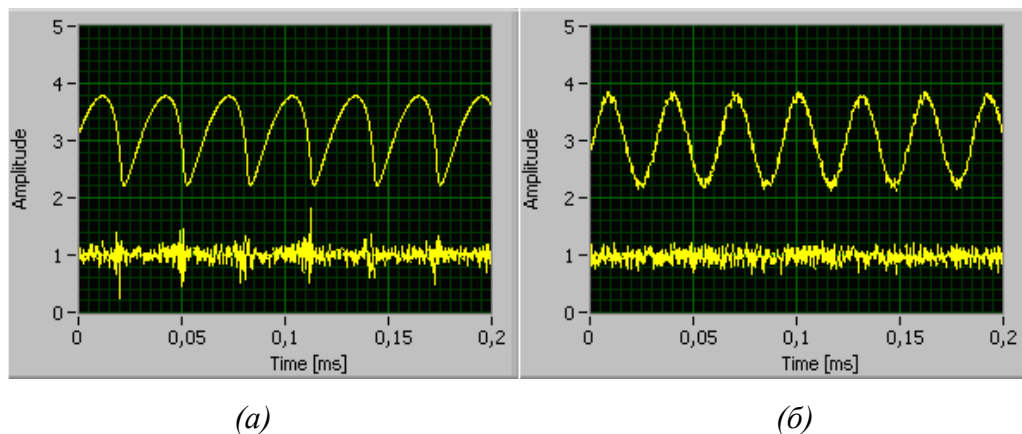


Рисунок 3.25. Осциллограммы автодинных сигналов (верхние следы) и шума (нижние следы) АСБРЛ с ЧМ по несимметричному пилообразному закону, полученных от углового отражателя с $S_R \approx 100 \text{ м}^2$ (*а*) и отражателя с $S_R \approx 10 \text{ м}^2$ (*б*)

В первом случае на осциллограммах сигнала видны характерные ангармонические искажения сигнала и периодические «всплески» уровня шума. Во втором случае сигнал

практически синусоидальный, а шумы имеют стационарный характер. Из сравнения полученных осциллограмм рисунка 3.25 и временных диаграмм, представленных на рисунке 3.23 видно их качественное соответствие.

Таким образом, полученные экспериментальные данные подтвердили адекватность разработанной выше математической модели для анализа и расчёта сигнальных, спектральных и шумовых характеристик АСБРЛ с ЧМ.

3.9 Выводы

В результате разработки математической модели АСБРЛ с ЧМ в настоящей главе получены общие соотношения для анализа особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик как для случая неподвижного, так и движущегося отражающего объекта локации при использовании произвольных видов ЧМ излучения. Разработанная модель предусматривает анализ взаимодействия АСБРЛ с отражённым от объекта локации излучением при произвольном соотношении времени запаздывания τ отражённого излучения и периода T_a автодинного сигнала.

Выполненные расчёты и экспериментальные исследования сигналов АСБРЛ с ЧМ показали, что частота автодинного сигнала как для движущегося, так и неподвижного отражателя точно соответствует частоте преобразованного сигнала, получаемого в случае гомодинной системы [137]. Однако наличие искажений и обогащение спектра автодинных сигналов, а также особенности поведения шумовых характеристик требуют своего учёта в устройствах обработки сигналов при соблюдении определенных условиях функционирования СБРЛ.

При описании свойств сигналов АСБРЛ с ЧМ введены новые понятия нормированного расстояния r_n до отражающего объекта, номера рабочей зоны, эквивалентного параметра $C_{\text{экв}}$ внешней обратной связи автодинной системы и угла динамического смещения фазы $\Delta\delta_d$ автодинного отклика.

Установлено, что в первой рабочей зоне на малых расстояниях до отражающего объекта, где выполняется сильное неравенство $r_n \ll 1$ и, соответственно $\tau \ll T_a$, полученные результаты анализа стыкуются с результатами предшествующих исследований. В этой зоне при величине параметра внешней обратной связи C_{oc} соизмеримой с единицей наблюдаются ангармонические искажения автодинных сигналов, обогащение их спектра и появление периодической нестационарности уровня шумов. При этом «крутым» переходам частотной характеристики через нуль соответствуют максимумы уровня шума, которые могут в несколько раз превышать

уровень шумов автономного генератора. «Положим» переходам соответствуют минимальные уровни частотных и амплитудных шумов, которые в 1,5...2 раза ниже уровня шума автономного генератора. Данная периодичность соответствует набегу фазы отражённого излучения на 2π и проявляется как при изменении частоты излучения вследствие ЧМ, так текущего расстояния до объекта локации вследствие его перемещения. Периодическая зависимость уровня шума АСБРЛ с ЧМ при сильной обратной связи свойственна всем видам модулирующих функций и не зависит от направления движения объекта локации. При этом уровень максимума шумов значительно возрастает с приближением величины параметра внешней обратной связи к единице.

С увеличением нормированного расстояния r_n при гипотетическом сохранении амплитуды отражённого от объекта локации излучения значение эквивалентного параметра $C_{\text{экв}}$ внешней обратной связи автодинной системы значительно уменьшается. При этом угол динамического смещения фазы $\Delta\delta_n$ автодинного отклика после его существенных вариаций в первой рабочей зоне получает установившееся значение в последующих зонах. Это приближает вид фазовой характеристики автодина к линейной функции от времени запаздывания, что значительно уменьшает степень ангармонических искажений сигналов. Особенно заметна данная закономерность в первой рабочей зоне при приближении значения нормированного расстояния r_n к единице. В случае значений нормированного расстояния r_n , кратных целому числу, сигнальные характеристики имеют практически синусоидальный вид. Расчёты показали, что при величине параметра внешней обратной связи, превышающей его граничное значение даже в несколько раз, в высших рабочих зонах АСБРЛ с ЧМ может обеспечиваться устойчивая работа генератора с формированием квазигармонических сигналов.

Полученные экспериментальные данные подтвердили адекватность разработанной выше математической модели для анализа и расчёта сигнальных, спектральных и шумовых характеристик АСБРЛ с ЧМ. Дополнительным подтверждением валидности разработанной модели АСБРЛ с ЧМ является успешное функционирование ряда систем, созданных на базе СВЧ генераторов на диодах Ганна 8-мм диапазона [267,268].

В свете выполненных исследований представляется перспективным использование в АСБРЛ с ЧМ СВЧ генераторов, стабилизированных посредством перестраиваемого по частоте внешнего высокочастотного резонатора [263]. По сравнению с обычными генераторами стабилизированные генераторы, как показано в главе 3, благодаря значительно меньшей автодинной девиации частоты обеспечивают улучшение формы сигнальных характеристик при тех же уровнях отражённого излучения. Кроме того, их известное достоинство, – пониженный уровень частотного шума, способствует исключению периодической нестационарности уровня

шумов, что является существенным для улучшения качественных показателей АСБРЛ с ЧМ и расширения области их применения.

Полученные в настоящей главе результаты анализа развивают и дополняют результаты известных исследований, которые опубликованы в ряде предшествующих работ. Например, в части учёта ЧМ генератора – результаты работ [62,193]; в части учёта в модели автодина динамики изменения фазы отражённого излучения при его распространении до объекта локации и обратно – результаты работ [63,264,265,267]; а в части развития модели на случай движущегося объекта локации – работ [247,249].

4. Глава 4. Новые Принципы построения автодинных устройств ближней радиолокации

4.1 Введение

В настоящей главе дано научное обоснование ряда технических решений автодинных приемо-передающих устройств для перспективных систем ближней радиолокации. В разделе 4.2 рассмотрены параметры и характеристики АД со стабилизацией частоты дополнительным внешним высокочастотным резонатором. В разделе 4.3 выполнен анализ автодинных приемо-передатчиков с интерференционным принципом формирования сигналов. В разделе 4.4 рассмотрены особенности формирования сигнальных характеристик автодинов, выполненных на основе взаимно синхронизированных генераторов при условии сильной связи. Возможности функционирования автодинов в режиме захвата частоты от внешнего генератора рассмотрены в разделе 4.5. Итоги выполненных исследований подведены в разделе 4.6.

Основные результаты настоящей главы опубликованы в журнальных статьях [269-279], в материалах докладов различных научно-технических конференций [280-310], представлены в диссертации [234] и трех отчётах о НИР.

4.2 Автодины со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором

Для разработки математической модели стабилизированного автодина (САД) рассмотрим представленную на рисунок 4.1,*а* функциональную схему автодинного приемо-передатчика с внешним резонатором.

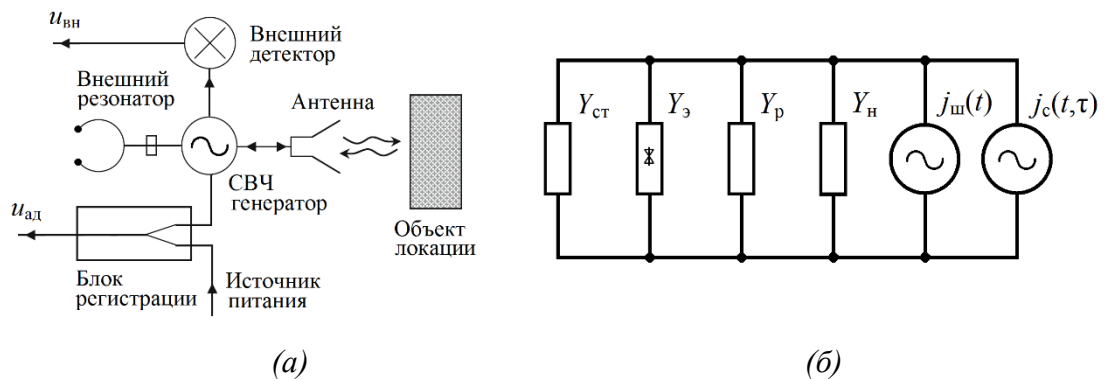


Рисунок 4.1. Функциональная (а) и эквивалентная (б) схемы САД.

На этой схеме СВЧ генератор, связанный с внешним стабилизирующим резонатором по схеме полосно-отражающего фильтра, выполнен на основе двухполюсного АЭ с вольт-амперной характеристикой N - или S -типа (диоде Ганна, лавинно-пролётном диоде). Смещение на АЭ

поступает от источника питания $E_{п}$ через блок регистрации. СВЧ генератор непосредственно связан с приёмно-передающей антенной. Отраженное от объекта локации излучение через антенну взаимодействует с собственными колебаниями СВЧ генератора, вызывая в нем автодинный эффект в виде изменений амплитуды и частоты колебаний, а также среднего значения тока (или напряжения) смещения АЭ. Изменения частоты или амплитуды колебаний СВЧ генератора регистрируются с помощью внешнего детектора в виде информационного сигнала $u_{вн}$, а в цепи смещения АЭ – сигнала $u_{ад}$.

Эквивалентная схема САД, приведённая к сечению АЭ с вольт-амперной характеристикой, например, N -типа, представлена на рисунке 4.1,б. На этой схеме параллельным соединением элементов представлены комплексные проводимости стабилизирующего $Y_{ст}$ и рабочего Y_p резонаторов, средняя за период колебаний проводимость Y_s АЭ и проводимость нагрузки $Y_n = G_n$. Эквивалентный источник мгновенного тока $j_{ш}(t)$ отображает действие СВЧ шумов⁷ АЭ. Источник $j_c(t, \tau)$ – характеризует воздействие собственного отражённого излучения, запаздывающего на время τ . Условия генерации незатухающих колебаний $u(t) = \text{Re}[A \exp j\Psi(t)]$, особенности представления колебаний эквивалентного источника тока $j_c(t, \tau)$ и допущения принятые при дальнейшем анализе системы подробно описаны в главе 2.

На основе законов Кирхгофа для цепи на рисунке 4.1,б имеем:

$$\text{Re} [\dot{A}(t)(Y_{кc} + Y_s + Y_n)] = j_c(t, \tau) + j_{ш}(t), \quad (4.1)$$

где $Y_{кc} = Y_{ст} + Y_p$. Далее, учитывая малость отражённого излучения и энергетические соотношения, приведенные в экспликациях к (2.2), после умножения выражения (4.1) на функции $\cos(\omega_0 t + \varphi)$, затем на $\sin(\omega_0 t + \varphi)$, соответственно, и усреднения за период колебаний получим уравнения для расчета амплитуды A и частоты ω колебаний в виде:

$$G_s + G_{кc} + G_n = 2\Gamma\eta G \cos\delta(t, \tau) + (2/A)i_c(t), \quad (4.2)$$

$$B_s + B_{кc} = -2\Gamma\eta G \sin\delta(t, \tau) - (2/A)i_s(t), \quad (4.3)$$

где $\eta = G/G_{кc}$, $G = G_{п1} + G_n$ – КПД и общая резистивная проводимость рабочего резонатора и нагрузки.

Теперь рассмотрим более подробно известную эквивалентную схему стабилизированного

⁷ Здесь рассмотрим только внутренние (естественные [239,269]) шумы АГ без учёта шумов источника смещения. При этом полагаем, что шум является стационарным нормальным процессом при нулевом среднем значении.

генератора (САГ), представленную на рисунке 4.2 [159,311]. Здесь первый колебательный контур, включающий в себя пассивные параметры АЭ и состоящий из индуктивности L_1 , ёмкости C_1 и проводимости собственных потерь $G_{п1}$, представляет собой основной рабочий резонатор генератора, к которому параллельно подключается проводимость G_3 АЭ. Второй резонатор (стабилизирующий) представлен на схеме также параллельным колебательным контуром и содержит индуктивность L_2 , ёмкость C_2 и собственную проводимость потерь G_2 . Отрезок линии передачи между резонаторами, согласованный с резистивной проводимостью связи $G_{св}$, имеет длину $l_{св}$, кратную половине длины волны в волноводе: $l_{св} = n\lambda_B / 2$.

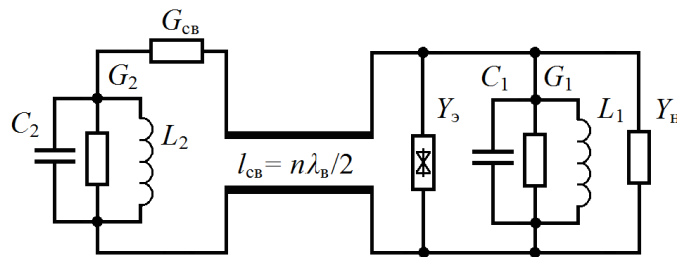


Рисунок 4.2. Эквивалентная схема колебательной системы САД с резистивной связью между резонаторами.

Проводимость рассматриваемой КС, приведенная к зажимам АЭ и учитывающая также проводимость нагрузки Y_n , определяется в обозначениях данной работы следующим выражением [311]:

$$Y_{кc} = G_{кc} + jB_{кc} = G \left[1 + \frac{\beta_1(1 + j2Q_{c2}v_{c2})}{(1 + \beta_2) + j2Q_{c2}v_{c2}} + j2Q_{n1}v_{c1} \right], \quad (4.4)$$

где $\beta_1 = G_c / G$, $\beta_2 = G_c / G_{п2}$ – коэффициенты, характеризующие степень связи рабочего и стабилизирующего резонаторов с линией передачи; $G = G_{п1} + G_n$; $v_{c1} = (\omega - \omega_{c1}) / \omega_{c1}$, $v_{c2} = (\omega - \omega_{c2}) / \omega_{c2}$ – относительные расстройки текущей частоты относительно частот первого v_{c1} и второго v_{c2} резонаторов; $\omega_{c1} = 1 / (L_1 C_1)^{-1/2}$, $\omega_{c2} = 1 / (L_2 C_2)^{-1/2}$ – собственные частоты и $Q_{n1} = \omega_{c1} C_1 / G$, $Q_{c2} = \omega_{c2} C_2 / G_{п2}$ – добротности первого и второго резонаторов.

Выделим вещественную $G_{кc}$ и мнимую $B_{кc}$ части выражения (4.4) и выполним их нормировку относительно величины проводимости G . Далее, переходя к понятию текущей частоты $v = 2Q_{c2}(\omega - \omega_{c2}) / \omega_{c2}$ относительной отстройки, запишем выражения для нормированных резистивной $g_{кc}(v)$ и реактивной $b_{кc}(v)$ проводимостей КС и их производных

$\varepsilon_{\text{кc}}(\nu)$ и $q_{\text{экв}}(\nu)$ по частоте относительной отстройки ν :

$$g_{\text{кc}}(\nu) = \frac{G_{\text{кc}}}{G} = 1 + \frac{\beta_1(1 + \beta_2 + \nu^2)}{(1 + \beta_2)^2 + \nu^2}, \quad (4.5)$$

$$b_{\text{кc}}(\nu) = \frac{B_{\text{кc}}}{G} = \sigma_{\text{кc}}\nu + \frac{\beta_1\beta_2\nu}{[(1 + \beta_2)^2 + \nu^2]}, \quad (4.6)$$

$$\varepsilon_{\text{кc}}(\nu) = \frac{dg_{\text{кc}}(\nu)}{d\nu} = \frac{2\beta_1\beta_2(1 + \beta_2)\nu}{[(1 + \beta_2)^2 + \nu^2]^2}, \quad (4.7)$$

$$q_{\text{кc}}(\nu) = \frac{db_{\text{кc}}(\nu)}{d\nu} = \frac{\xi_{\text{кc}}(\nu)}{Q_{c2}} = \sigma_{\text{кc}} + \beta_1\beta_2 \frac{(1 + \beta_2)^2 - \nu^2}{[(1 + \beta_2)^2 + \nu^2]^2}, \quad (4.8)$$

$b_{\text{кc}}(\nu)$

где $\sigma_{\text{кc}} = Q_{\text{н1}} / Q_{c2}$. Отметим, что в (4.5)–(4.8) значению $\nu = 1$ соответствует граничное значение частоты $\omega_{\text{гp}} = \omega_{c2} / (2Q_{c2})$ среза стабилизирующего резонатора по уровню минус 3 дБ от его собственной частоты.

Рассчитанные согласно (4.5)–(4.8) графики частотных зависимостей нормированных проводимостей $g_{\text{кc}}(\nu)$, $b_{\text{кc}}(\nu)$ и их производных $\varepsilon_{\text{кc}}(\nu)$, $q_{\text{кc}}(\nu)$ в окрестности собственной частоты ω_{c2} стабилизирующего резонатора при различных значениях величины β_1 представлены на рисунках 4.3,а и 4.3,б соответственно. При этом величина β_2 принята равной единице, поскольку этому значению при условии $\nu = 0$, как следует из (4.8), соответствует наибольшая величина эквивалентной добротности $Q_{\text{экв}}$ данной КС:

$$Q_{\text{экв}} = Q_{\text{экв}}(\nu = 0) = Q_{\text{н1}} + \frac{\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_2)^2} Q_{c2}, \quad (4.9)$$

Из сравнения кривых 1–3 (см. рисунок 4.3,а), с кривыми 4 следует, что в рассматриваемой КС характер частотных зависимостей существенно отличается от аналогичных характеристик, реализуемых в обычном одноконтурном генераторе. Наличие острого провала на характеристике $g_{\text{кc}}(\nu)b_{\text{кc}}(\nu)$ ограничивает по частотному диапазону условия баланса амплитуд в генераторе и улучшает условия возбуждения одночастотных колебаний. Крутизна зависимости в точке пересечения нулевого значения реактивной проводимости, характеризующая фиксирующую способность генератора по частоте и определяемая величиной $q_{\text{кc}}(\nu)$ (см. рисунок 4.3,б), у САГ значительно выше, чем у одноконтурного генератора.

Величина добротности $Q_{\text{экв}}$, как видно из (4.9), пропорциональна собственной добротности

Q_{c2} стабилизирующего резонатора и величине β_1 . При этом необходимо отметить, что при значениях коэффициента связи $\beta_1 \leq \beta_{1(\text{гр})}$, где $\beta_{1(\text{гр})} = (16 + \sqrt{208})q_{\text{кк}} \approx 30,42q_{\text{кк}}$ – его граничное значение, характеристики $b_{\text{кк}}(\nu)$ являются однозначными функциями частоты, а при невыполнении этого неравенства – появляются прогибы в этих зависимостях (см. кривые 2–4). В связи с этим область значений $\beta_1 \leq \beta_{1(\text{гр})}$ назовём областью слабой связи, а при выполнении обратного неравенства – областью сильной связи между резонаторами. Из кривых, представленных на рисунке 4.3.б видно, что в окрестности собственной частоты стабилизирующего резонатора с увеличением коэффициента связи β_1 увеличивается крутизна характеристики $\varepsilon_{\text{кк}}(\nu)$, а также абсолютное значение относительной добротности КС $q_{\text{кк}}(\nu)$.

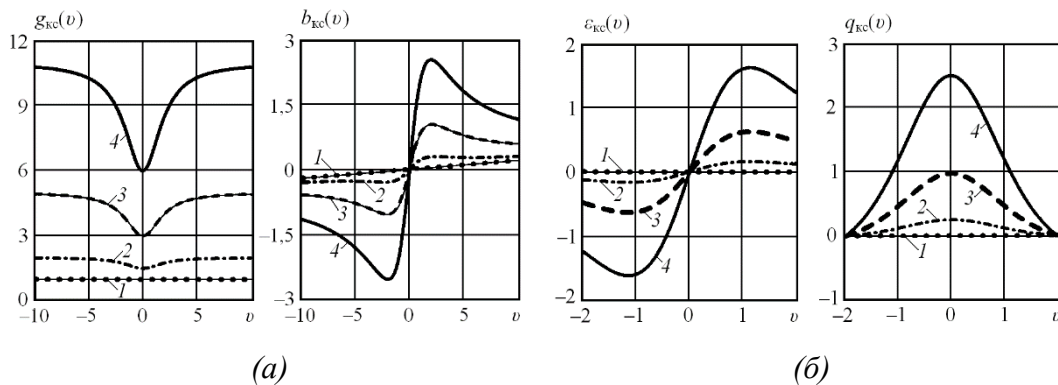


Рисунок 4.3. Графики нормированных проводимостей $g_{\text{кк}}(\nu)$, и их производных $\varepsilon_{\text{кк}}(\nu)$, $q_{\text{кк}}(\nu)$, рассчитанные при $Q_{\text{н1}} = 100$, $Q_{\text{с2}} = 5000$ и следующих параметрах связи: $\beta_1 = 0$ (кривые 1); $\beta_1 = 1$ (кривые 2); $\beta_1 = 4$ (кривые 3); $\beta_1 = 10$ (кривые 4)

Отмеченные здесь особенности частотных зависимостей $g_{\text{кк}}(\nu) \equiv g_{\text{кк}}(\omega)$, $b_{\text{кк}}(\nu) \equiv b_{\text{кк}}(\omega)$, а также $\varepsilon_{\text{кк}}(\nu) \equiv \varepsilon_{\text{кк}}(\omega)$, $q_{\text{кк}}(\nu) \equiv q_{\text{кк}}(\omega)$ рассматриваемой КС в окрестности частоты ω_{c2} будут учтены в дальнейшем анализе процессов в САД.

Для получения линеаризованных уравнений описывающих автодинные вариации параметров автоколебаний получим сначала выражения для стационарного режима. Для этого в системе уравнений (4.2), (4.3) при равенстве $\Gamma = 0$ и отсутствии внутренних шумов генератора положим: $A = A_0$, $\omega = \omega_0$, а также $G_3 = G_{30}$, $B_3 = B_{30}$ и среднее значение тока АЭ $I_3 = I_{30}$, где индексы «0» здесь и далее означают, что эти величины получены в окрестности стационарного режима. Тогда работа невозмущенного автономного САГ описывается выражениями вида:

$$G_{30} + G_{\text{кк}0} = 0, \quad B_{30} + B_{\text{кк}0} = 0, \quad I_3 = I_{30}(A_0, \omega_0), \quad (4.10)$$

где $G_{30} \equiv G_{30}(A_0, \omega_0)$; $B_{30} \equiv B_{30}(A_0, \omega_0)$; $G_{\text{кк}}(\omega_0) = G + G_2(\omega_0)$ – проводимость КС, которая

обусловлена нагруженной проводимостью G рабочего резонатора и вносимой проводимостью $G_2(\omega_0)$ второго (стабилизирующего) резонатора:

$$G_2(\omega_0) \equiv G_2(\nu_0) = \frac{G\beta_1(1+\beta_2+\nu_0^2)}{(1+\beta_2)^2 + \nu_0^2}; \quad (4.11)$$

$B_{\text{кс}}(\omega_0) = B_1 + B_2(\omega_0)$ – реактивная проводимость КС, обусловленная проводимостью $B_1 = 2G_1Q_{\text{н1}}\nu_{01} = G_1\nu_0$ рабочего резонатора и вносимой проводимостью $B_2(\omega_0)$ второго стабилизирующего резонатора:

$$B_2(\omega_0) \equiv B_2(\nu_0) = \frac{G\beta_1\beta_2\nu_0}{(1+\beta_2)^2 + \nu_0^2}; \quad (4.12)$$

$\nu_0 = 2Q_{c2}(\omega_0 - \omega_{c2}) / \omega_{c2}$ – относительная расстройка частоты стационарных колебаний ω_0 и собственной частоты ω_{c2} стабилизирующего резонатора. Уравнения (4.10)–(4.12) стационарного режима позволяют определить амплитуду и частоту автономного стабилизированного генератора.

Далее, действуя по отработанной в главе 2 методике, находим выражения в вариациях для относительных изменений амплитуды $a_1 = \Delta A / A_0$ и частоты генерации $\chi = \Delta\omega / \omega_0$, а также тока $i_{\text{см}} = \Delta I_3 / I_{30}$ смещения АЭ:

$$\alpha_{11}a + \varepsilon_{11}\chi = \Gamma\eta \cos \delta(t, \tau) + a_c(t). \quad (4.13)$$

$$\beta_{11}a + \xi\chi = -\Gamma\eta \sin \delta(t, \tau) - a_s(t). \quad (4.14)$$

$$i_{\text{см}} = \alpha_{01}a + \varepsilon_{01}\chi. \quad (4.15)$$

где $\varepsilon_{11} = \varepsilon_3 + \varepsilon_{\text{кс}}$ – параметр, определяющий неизодромность генератора, иными словами, учитывающий влияние изменений частоты на амплитуду колебаний через электронную проводимость АЭ $\varepsilon_3 = (\omega_0 / 2G_{30})(\partial G_3 / \partial \omega)_0$ и частотную дисперсию КС $\varepsilon_{\text{кс}} = 2\beta_1\beta_2(1+\beta_2)Q_{c2}\nu[(1+\beta_2)^2 + \nu^2]^{-2}$; $\xi = \xi_3 + \xi_{\text{кс}}$ – параметр стабилизации частоты, учитывающий частотную крутизну реактивной проводимости АЭ $\xi_3 = (\omega_0 / 2G_{30})(\partial B_3 / \partial \omega)_0$, а также колебательной системы $\xi_{\text{кс}} = \xi_1 + \xi_2$ генератора, рабочего $\xi_1 = Q_{\text{н}}$ и стабилизирующего $\xi_2 = \beta_1\beta_2Q_{c2}[(1+\beta_2)^2 - \nu^2][(1+\beta_2)^2 + \nu^2]^{-2}$ резонаторов; физический смысл параметров α_{11} , β_{11} , α_{01} , ε_{01} описан выше в разделе 2.2.

Необходимо отметить, что система уравнений (4.13)–(4.15) полностью совпадает с системой уравнений (2.16)–(2.19), описывающей функционирование АД с одноконтурной КС.

Отличия этих выражений состоят в абсолютных значениях входящих в эти уравнения дифференциальных параметров и зависимости ряда из них от величины частотной расстройки ν . Это означает, что качественная сторона результатов исследований параметров и характеристик, полученных для АД с одноконтурной КС, может быть перенесена на САД. Поэтому в настоящем разделе далее рассмотрены лишь особенности проявления автодинного эффекта в такой автоколебательной системе, а также шумовых параметров САД. Эти особенности связаны с высоким значением эквивалентной добротности $Q_{\text{эКВ}}$ КС (4.9) и зависимостью ряда параметров от величины частотной расстройки ν .

Рассмотрим особенности формирования автодинных характеристик в САД без учёта в системе (4.13)–(4.15) шумовых составляющих, полагая $a_c(t) = a_s(t) = 0$, в случае «точной настройки» ($\nu = 0$), когда частота генерации ω_0 совпадает с собственной частотой стабилизирующего резонатора ω_{c2} . Кроме того, учтём, что частотная зависимость $Y_3(\omega)$ обычно является медленно меняющейся функцией по сравнению с зависимостью проводимостей $G_{\text{КС}}(\omega)$ и $B_{\text{КС}}(\omega)$ от частоты. Поэтому $\xi_3 \ll \xi_{\text{КС}}$ и для упрощения анализа в (4.16) можно учитывать только параметры ξ_1 и ξ_2 , полагая $\xi = \xi_1 + \xi_2 = \xi_{\text{КС}} (\nu = 0) = Q_{\text{эКВ}}$, а также $\varepsilon_{11} = \varepsilon_3 + \varepsilon_{\text{КС}} (\nu = 0) = \varepsilon_3$. Тогда система уравнений (4.13)–(4.15) принимает следующий вид:

$$\alpha_{11}a + \varepsilon_3\chi = \Gamma\eta\cos\delta(t,\tau) \quad (4.16)$$

$$\beta_{11}a + Q_{\text{эКВ}}\chi = -\Gamma\eta\sin\delta(t,\tau) \quad (4.17)$$

$$i_{\text{см}} = \alpha_{01}a + \varepsilon_{01}\chi \quad (4.18)$$

Решая эту систему методом Крамера, после преобразований получим выражения для текущих значений $a(t) = a$, $\omega(t) = \chi(t)\omega_0$ и $i_{\text{см}}(t) = i_{\text{см}}$:

$$a(t) = \Gamma K_a^{\text{CT}} \cos [\delta(t,\tau) - \psi_1^{\text{CT}}] \quad (4.19)$$

$$\omega(t) = \omega_0 - \Gamma\omega_0 L_a^{\text{CT}} \sin [\delta(t,\tau) + \theta] \quad (4.20)$$

$$i_{\text{см}}(t) = \Gamma K_0^{\text{CT}} \cos [\delta(t,\tau) - \psi_0^{\text{CT}}] \quad (4.21)$$

где $K_a^{\text{CT}} = \eta\sqrt{1 + (\rho^{\text{CT}})^2} / \alpha_{11}(1 - \gamma\rho^{\text{CT}})$ – коэффициент автодинного усиления САД;

$L_a^{\text{CT}} = \eta\sqrt{1 + \gamma^2} / Q_{\text{эКВ}}(1 - \gamma\rho^{\text{CT}})$ – коэффициент автодинной девиации частоты САД;

$K_0^{\text{CT}} = \eta k_{01}(1 - \gamma\kappa_{\text{чд}}^{\text{CT}})\sqrt{1 + (\kappa_{\text{см}}^{\text{CT}})^2} / (1 - \gamma\rho^{\text{CT}})$ – коэффициент автодетектирования автодинного отклика, характеризующий процесс передачи автодинных изменений амплитуды и частоты

колебаний в цепь смещения АЭ САД; $\psi_1^{\text{ст}} = \arctg(\rho^{\text{ст}})$, $\theta = \arctg(\gamma)$, $\psi_0^{\text{ст}} = \arctg(\kappa_{\text{см}}^{\text{ст}})$ – углы относительного фазового смещения автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний, а также сигнала, регистрируемого в цепи смещения АЭ, соответственно; $\gamma = \beta_{11} / \alpha_{11}$, $\rho^{\text{ст}} = \varepsilon_3 / Q_{\text{экв}}$ – коэффициенты неизохронности и неизодромности СВЧ генератора; $\kappa_{\text{см}}^{\text{ст}} = (\rho^{\text{ст}} - \kappa_{\text{чд}}^{\text{ст}}) / (1 - \gamma \kappa_{\text{чд}}^{\text{ст}})$ – коэффициент амплитудно-частотного смещения характеристики автодетектирования АД; $\kappa_{\text{чд}}^{\text{ст}} = \varepsilon_{01} \alpha_{11} / \alpha_{01} Q_{\text{экв}}$ – коэффициент частотного детектирования АД изменений частоты в изменения среднего значения тока АЭ; $k_{01} = \alpha_{01} / \alpha_{11}$ – коэффициент автодетектирования изохронного и изодромного генератора, у которого $\gamma = \rho^{\text{ст}} = 0$.

Выражения (4.19)–(4.21) аналогичны выражениям (2.25), полученным выше для одноконтурного АД. Входящие в них с индексами⁸ «ст» коэффициенты усиления $K_a^{\text{ст}}$, девиации частоты $L_a^{\text{ст}}$ и автодетектирования $K_0^{\text{ст}}$ определяют при одном и том же уровне отражённого излучения, соответствующие амплитуды автодинного отклика. Они являются безразмерными параметрами САД, характеризующими его чувствительность по изменению амплитуды и частоты колебаний, а также изменению сигнала автодетектирования.

Полученные здесь коэффициенты автодинного усиления $K_a^{\text{ст}}$ и автодетектирования $K_0^{\text{ст}}$ отличаются по величине от аналогичных коэффициентами для случая одноконтурного АД несущественно. Однако величины коэффициентов автодинной девиации обычного L_a и стабилизированного $L_a^{\text{ст}}$ АД, которые определяют значения автодинной девиаций частоты $\Delta\omega_{ma} = \Gamma\omega_0 L_a$ и $\Delta\omega_{ma}^{\text{ст}} = \Gamma\omega_0 L_a^{\text{ст}}$ соответственно, отличаются значительно. Найдём степень отличия этих величин:

$$S_f = \frac{L_a}{L_a^{\text{ст}}} = \frac{\Delta\omega_{ma}}{\Delta\omega_{ma}^{\text{ст}}} = \frac{Q_{\text{экв}}}{Q_{\text{н1}}} = 1 + \frac{Q_{\text{с2}}\beta_1\beta_2}{Q_{\text{н1}}(1+\beta_2)^2}. \quad (4.22)$$

Полученную величину S_f назовём «коэффициентом стабилизации» по аналогии с известным термином, принятым в теории стабилизации частоты СВЧ генераторов [159]. Величина коэффициента стабилизации в реальных конструкциях СВЧ АГ может составлять от единиц до 2...3-х сотен раз.

Кроме того, величины коэффициентов неизодромности $\rho^{\text{ст}}$ и частотного детектирования $\kappa_{\text{чд}}^{\text{ст}}$ САД также в S_f раз меньше, чем коэффициенты ρ и $\kappa_{\text{чд}}$ обычного АД: $\rho^{\text{ст}} = \varepsilon_3 / Q_{\text{экв}} = \rho / S_f$

⁸ Верхние индексы «ст» здесь и далее имеют отношение к параметрам стабилизированных автодинов.

, $\kappa_{\text{чд}}^{\text{ст}} = \kappa_{\text{чд}} / Q_{\text{экв}} = \kappa_{\text{чд}} / S_f$. Поэтому при условии, когда $S_f \gg 1$, углы фазового смещения $\psi_1^{\text{ст}}$ и $\psi_0^{\text{ст}}$ автодинного отклика по изменению амплитуды и сигнала в цепи автодетектирования АЭ у САД, как правило, имеют малые значения.

Теперь рассмотрим поведение фазы $\delta(t, \tau)$, которая входит во все выражения (4.16) – (4.21) для автодинного отклика: $\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau)$. Здесь, полагая автодинный отклик достаточно гладким, для фазы $\Psi(t, \tau)$ используем два первых члена разложения в ряд Тейлора по малому времени запаздывания $\tau \ll t$ [193]. Кроме того, полагаем относительное перемещение отражающего объекта на анализируемом интервале времени равномерным и прямолинейным. Тогда решение первого приближения для набег фазы $\delta(t, \tau)$ отражённого излучения с учётом (4.23) и нормировки этого перемещения принимает вид:

$$\delta(\tau_n) = 2\pi\tau_n - C_{\text{ос}}^{\text{ст}} \sin[\delta(\tau_n) + \theta] \quad (4.23)$$

где $\tau_n = \omega_0 \tau / 2\pi = 2l / (\lambda / 2)$ – нормированное (безразмерное) время; $C_{\text{ос}}^{\text{ст}} = \Delta\omega_{\text{ма}}^{\text{ст}} \tau$ – параметр внешней обратной связи САД. Величина этого параметра $C_{\text{ос}}^{\text{ст}}$ находится с известным параметром $C_{\text{ос}}$ внешней обратной связи обычного АД в соотношении, описываемом выражением (4.22): $C_{\text{ос}} / C_{\text{ос}}^{\text{ст}} = \Delta\omega_{\text{ма}} / \Delta\omega_{\text{ма}}^{\text{ст}} = S_f$.

Трансцендентное уравнение (4.23) является неявным относительно переменной $\delta(\tau_n)$. В общем виде решение этого уравнения k -го приближения методом последовательных приближений для установившихся значений фазы имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n) = & [2\pi\tau_n]_{(0)} - C_{\text{ос}}^{\text{ст}} \sin\{[2\pi\tau_n]_{(1)} + \theta - \\ & - C_{\text{ос}}^{\text{ст}} \sin\{[2\pi\tau_n]_{(2)} + \theta - \dots - C_{\text{ос}}^{\text{ст}} \sin\{[2\pi\tau_n]_{(k)} + \theta\} \dots\} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Здесь отметим, что нормированные по амплитудному значению автодинные отклики по изменениям тока смещения АЭ $i_{\text{см}}(t) \equiv i_{\text{см}}(\tau_n)$ и амплитуды колебаний $a(t) \equiv a(\tau_n)$ в выражениях (4.19), (4.20) отличаются лишь углами относительного фазового смещения $\psi_0^{\text{ст}}$ и $\psi_1^{\text{ст}}$. Поэтому далее будем вести расчёты для обобщённого отклика $a(\tau_n)$, в котором учитывается угол смещения $\psi^{\text{ст}}$. При этом под $a(\tau_n)$ будем иметь в виду также $i_{\text{см}}(\tau_n)$. Тогда выражения для установившихся значений нормированных характеристик автодинных изменений частоты $\chi_n(\tau_n)$ и обобщённого отклика $a_n(\tau_n)$ примут вид:

$$\chi_n(\tau_n) = \chi(\tau_n) / \chi_m = -\sin[\delta(\tau_n) + \theta] \quad (4.25)$$

$$a_n(\tau_n) = a(\tau_n)/a_m = \cos[\delta(\tau_n) - \psi^{ct}], \quad (4.26)$$

где $\chi_m = \Gamma L_a^{ct}$ и $a_m = \Gamma K_a^{ct}$ или $a_m = \Gamma K_0^{ct}$ – максимальные (амплитудные) относительные изменения частоты и обобщённого отклика. Напомним, что в теории АД $\chi_n(\tau_n)$ принято называть частотной характеристикой, сокращённо «ЧХА», а $a_n(\tau_n)$ – амплитудной характеристикой АД, или «АХА» [193].

На рисунке 4.4 представлены рассчитанные согласно выражений (4.24) – (4.26) ФХА $\delta(\tau_n)$, мгновенная разность частот (МРЧ) $\Omega_a(\tau_n) = (1/2\pi)d[\delta(\tau_n)]/d\tau_n$, ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$ для случаев обычного АД (кривые 1) и САД (кривые 2), у которых $C_{oc} = 0,8$ и $C_{oc}^{ct} \ll 1$ соответственно. Отметим, что значения параметров внешней обратной связи здесь выбраны из соображений высокого значения коэффициента стабилизации S_f САД. При этом должно выполняться условие одинакового уровня отражённого излучения, т.е. $\Gamma = \Gamma^{ct}$.

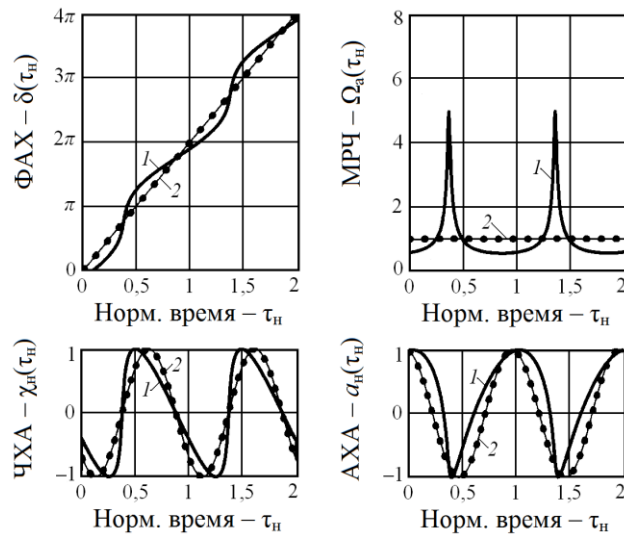


Рисунок 4.4. ФХА $\delta(\tau_n)$, МРЧ $\Omega_a(\tau_n)$, ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ и АХА $a_n(\tau_n)$, рассчитанные при $\gamma = 1$, $\rho^{ct} = 0$ и различных величинах параметров искажений: $C_{oc} = 0,8$ для обычного АД (кривые 1), $C_{oc}^{ct} \ll 1$ для САД (кривые 2)

Из сравнения кривых рисунка 4.4 следует, что автодинные изменения частоты САД (см. кривую 2 на ЧХА $\chi_n(\tau_n)$) вследствие выполнения неравенства $C_{oc}^{ct} \ll 1$ практически гармонические, при этом набег фазы отражённой волны $\delta(\tau_n)$ изменяется почти линейно. Скорость изменения фазового набега, характеризуемая, как мгновенная разность частот излучённого и отражённого колебаний $\Omega_a(\tau_n)$, при этом изменяется слабо и практически всегда равна нормированной частоте Доплера $\Omega_a = \Omega_d = 1$, как у радиолокаторов с гомодинным

построением приёмопередатчика. Поэтому ЧХА и АХА САД при принятых здесь условиях отличаются отсутствием ангармонических искажений автодинного отклика.

Таким образом, из полученных здесь результатов следует, что САД по сравнению с обычным АД обеспечивает значительное уменьшение величины девиации частоты и, соответственно, снижение степени искажений сигналов при сохранении функциональных возможностей АД. Эффективность применения данного способа стабилизации достаточно высока. Например, при величине C_{oc} для обычного АД, близкой к критическому значению, порядка единицы, у САД с коэффициентом $S_f \approx 100$ данный параметр имеет величину $C_{oc}^{ct} = 0,01$, т.е. сигнал является практически гармоническим. Однако в каждом случае радиолокационного применения любого АД целесообразны вычисления параметра внешней обратной связи для конкретных условий функционирования системы.

Теперь, используя разработанную выше математическую модель САД, выполним анализ влияния внутренних параметров генератора, таких как его неизохронность и неизодромность на уровень частотного $\chi_{ш}(v,t)$ и амплитудного $a_{ш}(v,t)$ шума, а также шума $i_{ш}(v,t)$ в цепи смещения АЭ автономного генератора. Решение системы (4.13)–(4.15) методом Крамера, с учетом тождеств $\varepsilon_1 \equiv \varepsilon_1(v)$, $\xi \equiv \xi(v)$ и при отсутствии отражённого излучения, когда $\Gamma = 0$, а также без учёта «нелинейности» автодина по амплитуде имеет вид:

$$\chi_{ш}(v,t) = -\frac{a_s(t) + \gamma a_c(t)}{\xi(v)[1 - \gamma\rho(v)]} \quad (4.27)$$

$$a_{ш}(v,t) = \frac{a_c(t) + \rho(v)a_s(t)}{\alpha_{11}[1 - \gamma\rho(v)]} \quad (4.28)$$

$$i_{ш}(v,t) = k_{01}[1 - \gamma\kappa_{уд}(v)] \frac{a_c(t) + \kappa_{см}(v)a_s(t)}{1 - \gamma\rho(v)} \quad (4.29)$$

Перепишем выражения (4.27)–(4.29) для расчета эффективных значений частотного шума $\Delta f_{ш,эф}(v)$, относительных уровней шума амплитуды колебаний $a_{ш,эф}(v)$ и среднего значения флуктуаций тока $i_{ш,эф}(v)$ смещения АЭ с учётом величины относительной расстройки v стабилизирующего резонатора в виде:

$$\Delta f_{ш,эф}(v) = \sqrt{|\Delta f_{ш}(v,t)|^2} = \frac{2f_0\sqrt{1+\gamma^2}}{\xi(v)(1-\gamma\rho(v))} \sqrt{\frac{2kT_{ш}M_{ш}\Delta F}{P_0}}, \quad (4.30)$$

$$a_{ш,эф}(v) = \sqrt{|a_{ш}(v,t)|^2} = \frac{2\sqrt{1+[\rho(v)]^2}}{\alpha_{11}[1-\gamma\rho(v)]} \sqrt{\frac{2kT_{ш}M_{ш}\Delta F}{P_0}}, \quad (4.31)$$

$$i_{ш\text{эф}}(\nu) = \sqrt{\overline{|i_{ш}(\nu, t)|^2}} = 2k_{01} \sqrt{1 + [\kappa_{см}(\nu)]^2} \frac{1 - \gamma\kappa_{чд}(\nu)}{1 - \gamma\rho(\nu)} \sqrt{\frac{2kT_{ш} M_{ш} \Delta F}{P_0}}, \quad (4.32)$$

При этом в ходе получения данных выражений мы учитывали статистическую независимость квадратурных составляющих $a_c(t)$ и $a_s(t)$, произведение которых при усреднении равно нулю: $\overline{a_s(t)a_c(t)} = 0$, а также известные энергетические соотношения между ними.

Учёт в выражениях (4.30)–(4.32) зависимости параметров $\xi_{кк} \equiv \xi_{кк}(\nu)$, $\rho \equiv \rho(\nu)$ и $\kappa_{чд} \equiv \kappa_{чд}(\nu)$ от величины частотной расстройки ν позволяет установить влияние отстройки ν частоты стабилизирующего резонатора на шумовые характеристики⁹ генератора. Результаты расчётов по формулам (4.30)–(4.32) этих характеристик в виде графиков: $\Delta f_{ш\text{эф}}(\nu)$, $a_{ш\text{эф}}(\nu)$ и $i_{ш\text{эф}}(\nu)$, при $\beta_1 = 2$, $\beta_2 = 1$ и прежних прочих значениях параметров приведены на рисунке 4.5.

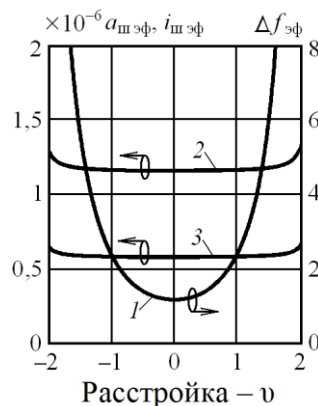


Рисунок 4.5. Характеристики зависимости эффективных значений флуктуаций частоты $\Delta f_{ш\text{эф}}(\nu)$ (кривая 1), уровня амплитудного шума $a_{ш\text{эф}}(\nu)$ (кривая 2) и шумового тока $i_{ш\text{эф}}(\nu)$ (кривая 3) в цепи смещения генератора от величины относительной расстройки ν стабилизирующего резонатора

Из кривой 1 рисунка 4.5 видно, что величина эффективной шумовой модуляции частоты $\Delta f_{ш\text{эф}}(\nu)$ также как и автодинной девиация частоты, имеет наименьшее значение при условии точной настройки стабилизирующего резонатора: $\nu = 0$. За пределами полосы этого резонатора ($|\nu| > 1$) ширина «спектральной линии» генерации быстро растёт. При этом уровни эффективных значений амплитудного шума $a_{ш\text{эф}}(\nu)$ и шумового тока $i_{ш\text{эф}}(\nu)$ смещения АЭ в полосе стабилизирующего резонатора ($|\nu| < 1$) практически не изменяются (см. кривые 2 и 3 на рисунке

⁹ Данные выражения здесь не приводим из-за их громоздкости.

4.5). В то же время амплитудная и автодетекторная чувствительности САД при наличии расстройки ν заметно увеличивается. Это означает, что за счёт некоторой расстройки резонатора у САД есть возможность несколько понизить шумы генератора и, тем самым, увеличить энергетический потенциал автодинной системы.

Таким образом, результаты теоретического анализа и расчетов показали, что стабилизация частоты с помощью дополнительного высокочастотного резонатора значительно снижает частотные шумы генератора, что согласуется с известными результатами (см. стр. 83, [159]). При этом уровни амплитудного шума генератора, энергетического потенциала САД и шума в цепи смещения АЭ при использовании такого резонатора изменяются незначительно.

Теперь рассмотрим энергетический потенциал и динамический диапазон САД. Для этого возьмем обратные значения относительных уровней шума частоты $\Delta f_{ш.эф}(\nu)$ и амплитуды $a_{ш.эф}(\nu)$ колебаний генератора (4.31), а также среднего значения флуктуаций тока $i_{ш.эф}(\nu)$ в цепи смещения (4.32) АЭ. Они дают нам величины предельного (максимального – индекс «max») энергетического потенциала стабилизированного (дополнительный индекс «ст») САД при регистрации сигналов по изменению частоты $\Pi_{\max(ст)}^{(F)}(\nu)$ амплитуды $\Pi_{\max(ст)}^{(A)}(\nu)$ и в цепи смещения АЭ $\Pi_{\max(ст)}^{(AЭ)}(\nu)$ с учётом величины относительной расстройки ν стабилизирующего резонатора в виде:

$$\begin{aligned} \Pi_{\max(ст)}^{(F)}(\nu) &= 1/\left|\Delta f_{ш}(\nu, t)\right|^2, \\ \Pi_{\max(ст)}^{(A)}(\nu) &= 1/\left|a_{ш}(\nu, t)\right|^2, \quad \Pi_{\max(ст)}^{(AЭ)}(\nu) = 1/\left|i_{ш}(\nu, t)\right|^2. \end{aligned} \quad (4.33)$$

Результаты вычислений согласно выражениям (4.33) для обычного генератора и стабилизированного внешним резонатором генераторного модуля «Тигель-08) при точной настройке ($\nu = 0$) представлены в таблице 4.1.

Таблица 4.1. Расчетные значения предельного потенциала.

Тип генератора	$\Pi_{\max(ст)}^{(F)}$, дБ/кГц	$\Pi_{\max(ст)}^{(A)}$, дБ/кГц	$\Pi_{\max(ст)}^{(AЭ)}$, дБ/кГц
Нестабилизированный	156	97,0	84,6
Стабилизированный	184	100,5	90,5

Из данных таблицы 4.1 видно, что у генератора с внешним дополнительным резонатором показатели по уровню энергетического потенциала при регистрации автодинных изменений частоты генерации значительно выше, чем у обычного АД. Тогда как при регистрации

автодинных изменений амплитуды колебаний потенциал отличается от обычного генератора незначительно.

Отношение предельного уровня сигнала, при котором начинаются скачки, к уровню собственных частотных шумов СВЧ генератора, даёт нам значение искомого динамического диапазона стабилизированного (нижний индекс «ст») АД при регистрации сигнала по изменению частоты $D_{\text{ст}}^{(F)}$, амплитуды $D_{\text{ст}}^{(A)}$ и смещения $D_{\text{ст}}^{(AЭ)}$ в цепи питания АЭ:

$$D_{\text{ст}}^{(F)} = \Gamma_{\text{max(ст)}(F)} \sqrt{\Pi_{\text{max(ст)}(F)}} = N_{\text{max(ст)}(F)} / N, \quad (4.34a)$$

$$D_{\text{ст}}^{(A)} = D_{\text{ст}}^{(F)} \sqrt{\Pi_{\text{max(ст)}(A)} / \Pi_{\text{max(ст)}(F)}} = N_{\text{max(ст)}(A)} / N, \quad (4.34b)$$

$$D_{\text{ст}}^{(AЭ)} = D_{\text{ст}}^{(F)} \sqrt{\Pi_{\text{max(ст)}(AЭ)} / \Pi_{\text{max(ст)}(F)}} = N_{\text{max(ст)}(AЭ)} / N, \quad (4.34b)$$

где $\Gamma_{\text{max(ст)}(F)}$, $\Gamma_{\text{max(ст)}(A)}$, $\Gamma_{\text{max(ст)}(AЭ)}$ – предельные значения модуля коэффициента отражения, при которых начинаются скачки выходного сигнала АД; $N_{\text{max(ст)}(F)}$, $N_{\text{max(ст)}(A)}$, $N_{\text{max(ст)}(AЭ)}$ – максимальные расстояния до отражающего объекта, выраженное в числе полудлин волн излучения, при превышении которого наблюдаются скачки выходных сигналов АД при равенстве уровней отражённого излучения и собственных шумов генератора. В общем виде выражение для вычисления максимальных расстояний $N_{\text{max(ст)}(F)}$ имеет вид:

$$N_{\text{max(ст)}(F)} = (1 / 2\pi\eta) Q_{\text{эвб}} (1 - \gamma\rho^{\text{ст}}) \sqrt{\Pi_{\text{max(ст)}(F)} / (1 + \gamma^2)}, \quad (4.35)$$

Если пренебречь в выражениях (4.34) и (4.35) отличиям величин коэффициентов $\rho^{\text{ст}}$, ρ и предельных потенциалов $\Pi_{\text{max(ст)}(F,A,AЭ)}$ для стабилизированного и $\Pi_{\text{max}(F,A,AЭ)}$ нестабилизированного автодинов, то выигрыш по ширине динамического диапазона $\Delta_{\text{ст}}$, обеспечиваемого стабилизированным генератором, определяется практически величиной коэффициента стабилизации S_f частоты. Тогда приближённое выражение для оценки этого выигрыша с учетом (4.9) имеет вид:

$$\Delta_{\text{ст}} \approx Q_{\text{эвб}} / Q_{\text{н}} = S_f. \quad (4.36)$$

Результат вычисления максимальные расстояния согласно (4.35) для обычного модуля «Тигель-08» при $\gamma = 1$; $\rho = -0,2$; $Q_{\text{н}} = 55$; $\eta = 1$ и реальном значении предельного потенциала в полосе частот от 0,5 кГц до 1,5 кГц $\Pi_{\text{max}(AЭ)} = 84$ дБ получен следующим: $N_{\text{max}(AЭ)} = 104918$, что соответствует в диапазоне 8-мм максимальному расстоянию $l_{\text{max}} = 419$ м.

Результаты аналогичных вычислений для этого же модуля, но стабилизированного по

частоте внешним резонатором с точной настройкой, имеющего прежнее значение потенциала и $Q_{\text{экв}} = 2000$, следующие: $N_{\text{max(ст)}}^{(\text{АЭ})} = 3,18 \cdot 10^6$, т.е. $l_{\text{max}} = 12717$ м. Данные результаты означают, что на расстоянии 10 м до отражающего объекта динамический диапазон нестабилизированного АД составляет 32,4 дБ, а для стабилизированного 62,1 дБ.

Таким образом, из результатов теоретического анализа и расчетов следует, что применение стабилизации частоты АД внешним высокочастотным резонатором обеспечивает значительное расширение динамического диапазона автодинной СБРЛ.

В заключение этого раздела выполним экспериментальное сравнение основных параметров и характеристик обычного (нестабилизированного) АД и САД в одних и тех же условиях эксперимента, а также сигнальных и шумовых параметров и характеристик САД. Для этого сначала рассмотрим особенности спектра СВЧ колебаний и формы автодинного отклика обычного и САД при изменении расстояния до отражающего объекта, уровня отражённого излучения и направления перемещения объекта, а также определим величину его коэффициента стабилизации S_f . В качестве основного объекта исследований использовался гибридно-интегральный модуль «Тигель-08М», выполненный на базе меза-планарных диодов Ганна 8-мм диапазона.

Для экспериментов с движущимся объектом были реализованы следующие условия. Длина l_b волноводного тракта сечением $7,2 \times 3,4$ мм² между генератором и имитатором доплеровского сигнала (см. в Приложении рисунок П.1) равнялась $l_b = 12$ м, т.е. время запаздывания отражённого излучения в волноводе, рассчитанное по формуле: $\tau = 2l_b / c \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}})^2}$, где $\lambda_{\text{кр}}$ – критическая длина волны волновода, составляло $\tau \approx 96 \cdot 10^{-9}$ с, а число полуволн N , укладывающееся на его длине, $N = 2494$. Переменным аттенюатором Ат в волноводном тракте устанавливалась величина коэффициента затухания Γ , при которой автодинная девиация частоты составляла $\Delta\omega_{\text{ма}} \approx 2\pi \cdot 1,3 \cdot 10^6$.

Для получения указанных условий эксперимента при использовании нестабилизированного модуля величина коэффициента затухания СВЧ излучения в волноводном тракте получена $\Gamma \approx 2,4 \cdot 10^{-3}$ ($D_{\text{ат}} = 17,2$ дБ). При сохранении одной и той же величины затухания аттенюатора были получены спектрограммы выходных СВЧ колебаний для обычного и стабилизированного модулей (см. рисунок 4.6). Соответствующие этим случаям осциллограммы и спектрограммы автодинного отклика представлены на рисунках 4.7, а и б.

Скорость вращения вала двигателя в этих экспериментах поддерживалась постоянной: 2000 оборотов в минуту. Расчётное значение круговой скорости движения отражателя при этом

составляло 7,8 м/с, а значение частоты доплеровского смещения (в волноводе) – около 1,64 кГц. Направление перемещения отражателей поддерживалось в сторону от генератора.

Ширина спектра $\Delta f_{\text{сн}}$ СВЧ колебаний в первом случае составляла $\Delta f_{\text{сн}} \approx 2,5$ МГц, а во втором – около 40 кГц. Расчётные значения параметра искажений получены в первом случае $C_{\text{ос}} \approx 0,8$ и $C_{\text{ос}}^{\text{CT}} \approx 0,014$ – во втором. Из сравнения указанных величин следует, что коэффициент стабилизации частоты исследуемого САД равен $S_f = C_{\text{ос}} / C_{\text{ос}}^{\text{CT}} \approx 60$. Это означает, что динамический диапазон САД почти на 35 дБ шире, чем у обычного модуля.

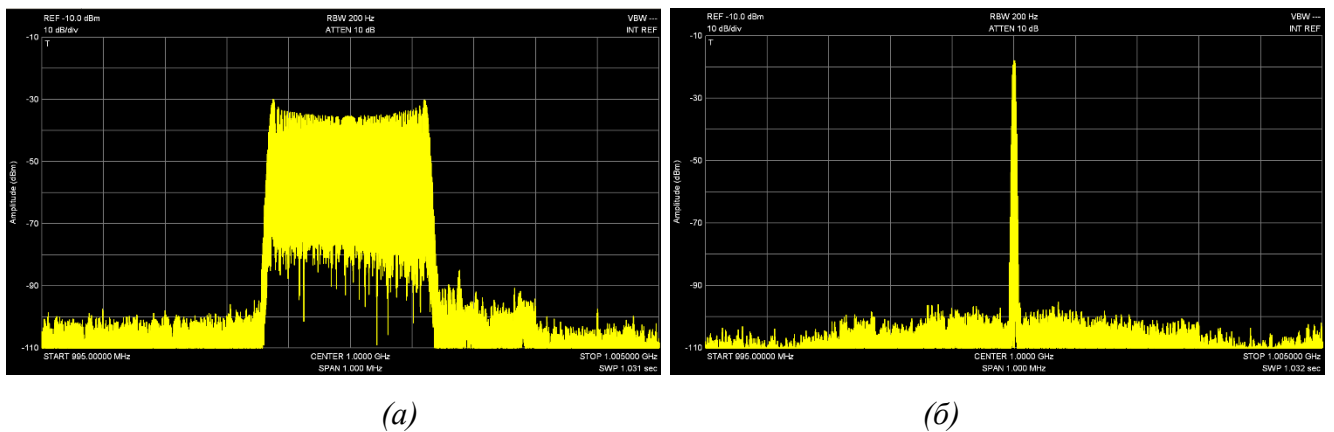


Рисунок 4.6. Спектрограммы СВЧ колебаний выходных сигналов обычного (а) и стабилизированного (б) автодинов, полученные от движущегося отражателя.

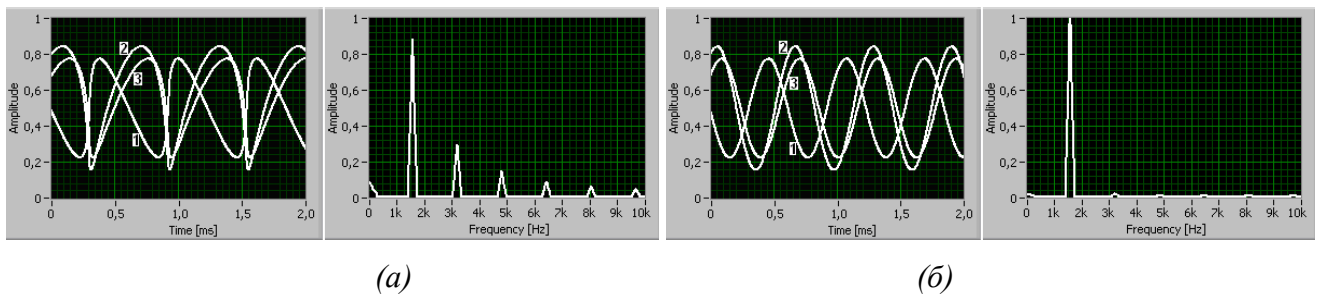


Рисунок 4.7. Осциллограммы (слева) АД отклика по изменению частоты генерации (кривые 1), амплитуды колебаний (кривые 2), сигнала автодетектирования (кривые 3) и спектрограммы (справа) для отклика по изменению амплитуды колебаний обычного (а) и стабилизированного (б) автодинов, полученные от движущегося отражателя.

Из анализа осциллограмм рисунка 4.7 следует также, что углы относительного смещения выходных сигналов амплитудного детектора и автодетектирования имеют следующие значения: $\psi_1 = -11^\circ$, $\psi_0 = 10^\circ$. Программа вычислений автодинных сигналов, составленная в среде «MathCAD», позволила определить параметры исследуемых АД: коэффициент неизохронности $\gamma \approx 0,9$; внешняя добротность обычного модуля $Q_{\text{вн}} \approx 55$; эквивалентная добротность САД

$Q_{\text{экв}} \approx 3500$. Нелинейные искажения сигналов обычного АД в первом случае составляли величину около 45%, а во втором – менее 5%. Из полученных спектрограмм (см. рисунок 4.7) и значений коэффициентов гармоник видно, что уровень высших гармонических составляющих у САД значительно ниже, чем у обычного АД.

4.3 Автодинные приемопередатчики с интерференционным принципом формирования сигналов

На рисунке 4.8,*а* приведена функциональная схема автодинного датчика, в котором производится выделение двух сигналов: u_{c1} и u_{c2} . Первый сигнал выделяется с помощью детекторного диода VD1 и усиливается усилителем, а второй выделяется в цепи смещения генераторного диода VD2 с помощью блока регистрации [273]. Изменением расстояния d между диодами (см. рисунок 4.8,*б*) регулируется фазовые соотношения между сигналами, а смещением местоположения диода VD1 относительно оси волновода на величину Δ – коэффициент связи. Для получения квадратурных сигналов, сдвинутых на 90 градусов рекомендуется устанавливать эти диоды друг от друга на расстоянии $(2n-1)(\Lambda_{\text{в}}/8)$, где n – целое число, $\Lambda_{\text{в}}$ – длина волны в волноводе [123]. Известны и другие конструкции автодинных модулей [273], в которых реализован аналогичный принцип построения.

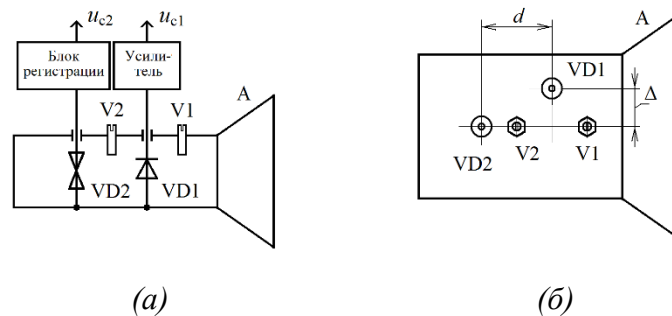


Рисунок 4.8. Функциональная схема автодинного модуля (*а*) и его вид (*б*) со стороны широкой стенки волновода.

На рисунке 4.9,*а* представлена эквивалентная схема автодинного модуля. Эта схема содержит последовательное соединение секции собственно СВЧ генератора, детекторную секцию ДС и нагрузку. Колебательная система (КС) модуля представлена параллельным соединением эквивалентных СВЧ резонатору индуктивности L_p , емкости C_p , проводимости потерь G_p и средней за период колебаний проводимостью АЭ $Y_{\text{АЭ}} = G_{\text{АЭ}}(A, \omega) + jB_{\text{АЭ}}(A, \omega)$, зависящую от амплитуды A и частоты ω генерации.

Четырёхполюсник в виде линии передачи ЛП протяженностью d без потерь имеет

постоянную распространения $\beta_B = 2\pi / \Lambda_B$. Секция ДС на рисунке 4.9,а представлена средней за период колебаний резистивной проводимостью детектора G_d . При этом реактивной составляющей адмиттанса диода мы пренебрегаем.

Нагрузкой СВЧ генератора является входная проводимость $Y_H = G_H$ согласованной антенны. Действие отражённой от объекта локации волны представлено на схеме рисунке 4.9,а эквивалентным генератором сигнального тока $j_c(t, \tau)$. При этом полагаем, что четырёхполюсник ЛП согласован со стороны нагрузки: $Y_0 = G_H + G_d$. Тогда цепь, находящуюся правее плоскости сечения АЭ, представим в виде параллельного соединения её входной проводимости $G_{вх} = (G_H + G_d)$ и источника входного тока $j_{вх}(t, \tau)$ (см. рисунок 4.9,б).

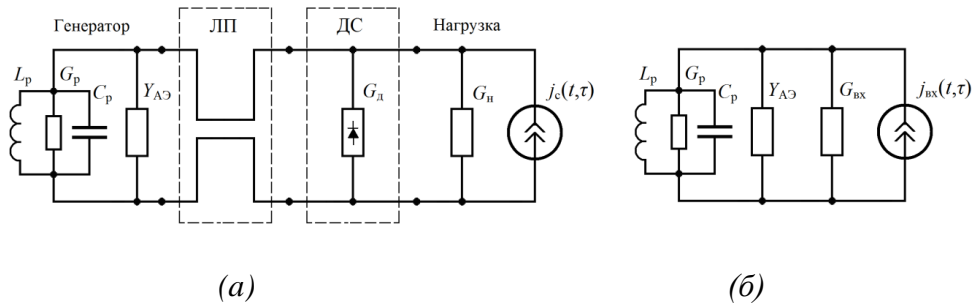


Рисунок 4.9. Эквивалентная схема автодинного модуля с внешним детектором со стороны антенны (а) и она же (б), приведённая к сечению АЭ.

Дальнейший анализ схемы рисунка 4.9,б не представляет затруднений, если обратиться к материалам главы 2. Для данного случая соответствующие выражения для нормированных автодетекторной, амплитудной $a_H(\tau_H)$, частотной $\chi_H(\tau_H)$, автодетектирования $i_H(\tau_H)$ и фазовой $\delta(\tau_H)$ характеристик АД:

$$a_H(\tau_H) = a(\tau_H) / a_m = \cos[\delta(\tau_H) + 2\beta_B d - \psi_1] \quad (4.37)$$

$$\chi_H(\tau_H) = \chi(\tau_H) / \chi_m = -\sin[\delta(\tau_H) + 2\beta_B d + \theta] \quad (4.38)$$

$$i_H(\tau_H) = i(\tau_H) / i_m = \cos[\delta(\tau_H) + 2\beta_B d - \psi_0] \quad (4.39)$$

$$\delta(\tau_H) = \omega\tau = 2\pi\tau_H - C_{oc} \sin[\delta(\tau_H) + 2\beta_B d + \theta] \quad (4.40)$$

Здесь отметим, что зависимость функций (4.37)–(4.40) от текущего времени t обусловлена лишь зависимостью $\tau = \tau(t)$ вследствие перемещения объекта локации. При этом для выявления в (4.40) фазы $\delta(\tau_H)$, как обычно, находим решение k -го приближения, используя метод последовательных приближений:

$$\delta(\tau_n) = (2\pi\tau_n)_{(0)} - C_{oc} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + 2\beta_B d + \theta - C_{oc} \sin[(2\pi\tau_n)_{(2)} + 2\beta_B d + \theta - \dots - C_{oc} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + 2\beta_B d + \theta] \dots] \quad (4.41)$$

На зажимах детекторного диода VD1 (см. рисунок 4.9,а) имеет место сложение колебаний, полученных от СВЧ генератора u_{AG} и принятых от объекта локации u_c :

$$u_{AG}(\tau_n) = (A_0 + a_0 K_a \cos \varphi_a) \cos \left[\int_0^t (\omega_0 - \chi_m \sin \varphi_\chi) dt + \beta_B d \right], \quad (4.42)$$

$$u_c(\tau_n) = a_0 \cos \left[\int_0^{t-\tau} (\omega_0 - \chi_m \sin \varphi_\chi) dt + \beta_B d \right], \quad (4.43)$$

где $a_0 = \Gamma A_0$; $\chi_m = \Gamma L_a \omega_0$; $\varphi_a = [\delta(\tau_n) + 2\beta_B d - \psi_1]$; $\varphi_\chi = [\delta(\tau_n) + 2\beta_B d + \theta]$. В результате детектирования огибающей суммы колебаний: $u_d(\tau_n) = u_{AG}(\tau_n) + u_c(\tau_n)$, отбрасывая постоянную составляющую и учитывая при этом выполнение в (4.42) и (4.43) сильного неравенства: $A_0 \gg a_0, a_0 K_a$, получим выражение для нормированного сигнала $u_n(\tau_n)$ на выходе внешнего детектора:

$$u_n(\tau_n) = u_d(\tau_n) / a_0 = K_a \cos[\delta(\tau_n) + 3\beta_B d - \psi_1] + \cos \delta(\tau_n), \quad (4.44)$$

Из (4.39) и (4.44) видно, что особенности формирования сигналов в цепи смещения АЭ генератора и полученного с внешнего детектора, а также их фазовые сдвиги зависят от величины коэффициента автодинного усиления K_a . После элементарных преобразований (4.44) получим:

$$u_n(\tau_n) = R \cos[\delta(\tau_n) + \Theta], \quad (4.45)$$

где R, Θ – зависимости амплитуды и фазы выходного сигнала от значений коэффициента автодинного усиления K_a и сдвигов фаз излучения в ЛП $\beta_B d$ и вызванной неизодромностью генератора ψ_1 :

$$R = \sqrt{1 + K_a^2 + 2K_a \cos(3\beta_B d - \psi_1)}, \quad (4.46)$$

$$\Theta = \arctg \frac{K_a \sin(3\beta_B d - \psi_1)}{1 + K_a \cos(3\beta_B d - \psi_1)}, \quad (4.47)$$

Зависимости $R(K_a)$ и $\Theta(K_a)$, рассчитанные согласно (4.46) и (4.47) при $\psi_1 = 0$ для различных значений фазы $\beta_B d$ представлены на рисунке 4.10,а и б. Из анализа кривых рисунка 4.10 видно, что в первом случае, когда $K_a \ll 1$, амплитуда и фаза сигнала $u_n(\tau_n)$ на выходе внешнего детектора определяются уровнем отражённого СВЧ излучения и слабо зависят от выбора местоположения внешнего детектора. Во втором случае, когда значения K_a большие, по

крайней мере $K_a > 3$, указанные параметры сигнала в основном определяются автодинными изменениями амплитуды колебаний. В третьем случае, когда величина K_a соизмерима с единицей амплитуда и фаза сигнала $u_n(\tau_n)$ весьма чувствительны к выбору местоположения внешнего детектора в ЛП. В некоторых случаях (см. кривую 4 на рисунке 4.10,а при значении $K_a = 1$) выходной сигнал $u_n(\tau_n)$ может вообще отсутствовать.

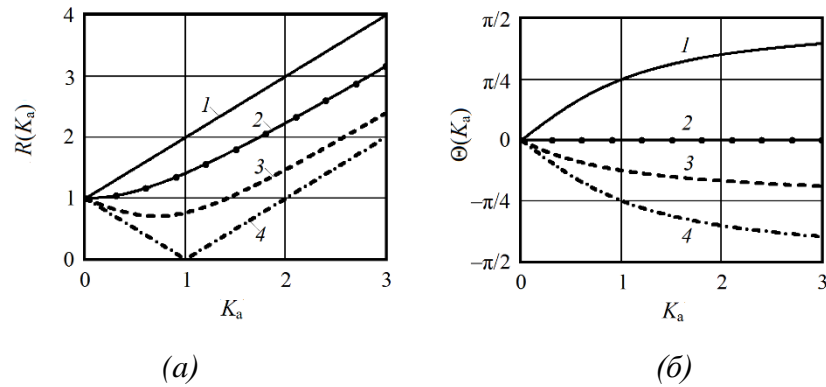


Рисунок 4.10. Зависимости $R(K_a)$ (а) и $\Theta(K_a)$ (б), рассчитанные для случая $\psi_1 = 0$ при $\beta_b d = \pi/6$ (кривые 1), $\beta_b d = 0$ (кривые 2), $\beta_b d = -\pi/12$ (кривые 3), $\beta_b d = -\pi/6$ (кривые 4).

Свойства сигналов (4.37), (4.39), которые регистрируются в цепи смещения генератора, достаточно подробно изучены (см. главу 2). Здесь рассмотрим особенности сигналов $u_n(\tau_n)$ автодинного модуля на выходе внешнего детектора, которые получаются во всех трёх случаях. При этом необходимо отметить, что отражённое излучение от объекта локации независимо от величины отклика АД по изменению амплитуды колебаний вызывает изменения частоты его генерации в соответствие с (4.38). Амплитуда этих изменений (автодинная девиация частоты) определяется величиной произведения ΓL_a , которая, как видно из расшифровок к (4.37) – (4.39), непосредственно влияет на значение параметра C_{oc} .

На рисунке 4.11 представлены временные диаграммы сигналов на выходе внешнего детектора, рассчитанные согласно (4.45) с учётом (4.41) при различных значениях параметра C_{oc} , фазового угла $\beta_b d$ и коэффициента автодинного усиления K_a . Из диаграмм рисунка 4.11 видно, что в случае слабого сигнала, когда параметр $C_{oc} \ll 1$, сигналы с внешнего детектора имеют практически синусоидальный вид (см. кривые на рисунке 4.11,а и б). В условиях сильного сигнала, когда параметр C_{oc} соизмерим с единицей, выходные сигналы с внешнего детектора подвержены искажениям. При этом характер этих искажений зависит от величины коэффициента K_a автодинного усиления и фазового расстояния $\beta_b d$ между генераторной и

детекторной секциями.

Для снижения степени искажений сигналов целесообразно уменьшение величины автодинной девиации частоты $\Delta\omega_a$, что достигается обычно увеличением эквивалентной добротности КС, например, с помощью дополнительного высокодобротного резонатора (см. раздел 4.2).

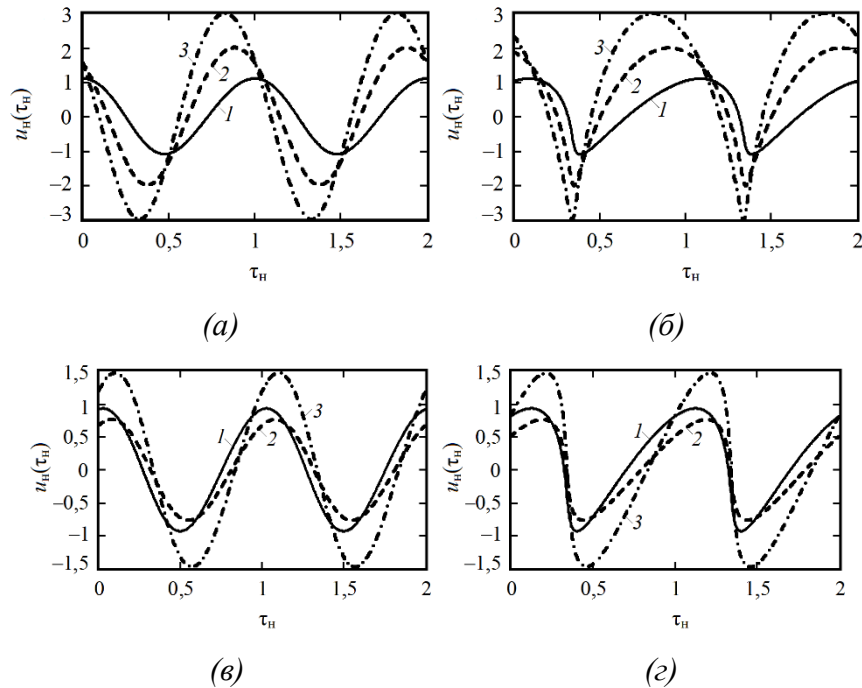


Рисунок 4.11. Временные диаграммы сигналов на выходе внешнего детектора, рассчитанные при $C_{oc} = 0,1$ (а), (в) и $C_{oc} = 0,8$ (б), (г); $\beta_b d = \pi/6$ (а), (б) и $\beta_b d = -\pi/12$ (в), (г); $K_a = 0,1$ (кривые 1), $K_a = 1$ (кривые 2), $K_a = 2$ (кривые 3).

На рисунке 4.12 представлены функциональная схема автодинного модуля (а) с возможностью квадратичного детектирования сигналов, его эскиз (б) и различной сложности эквивалентные схемы, поясняющие устройство и принцип его действия. Эквивалентная схема на рисунке 4.12,в содержит последовательное соединение секции собственно СВЧ генератора, первую ДС1 и вторую ДС2 детекторные секции и нагрузку G_H . Четырёхполюсники в виде линий передачи ЛП1 и ЛП2 без потерь имеют постоянную распространения β_b . При этом эквивалентная схема, приведенная к сечению АЭ совпадает со схемой рисунка 4.9,б.

Секции ДС1 и ДС2 на рисунке 4.12,в представлены средними за период колебаний резистивными проводимостями $G_{д1}$ и $G_{д2}$ детекторных диодов. При этом реактивной составляющей диодов, как и в предыдущем случае, мы пренебрегаем. Воздействие отражённого излучения на АД представлено на схеме рисунка 4.12,в генератором тока $j_c(t, \tau)$. Как обычно, эквивалентная схема модуля содержит среднюю за период колебаний проводимость АЭ

$Y_s = G_s(A, \omega) + jB_s(A, \omega)$ зависящую от амплитуды A и частоты ω колебаний АД, а также проводимость $Y_{kc} = G\{1 + j2Q_H[(\omega - \omega_c) / \omega_c]\}$ одноконтурной КС.

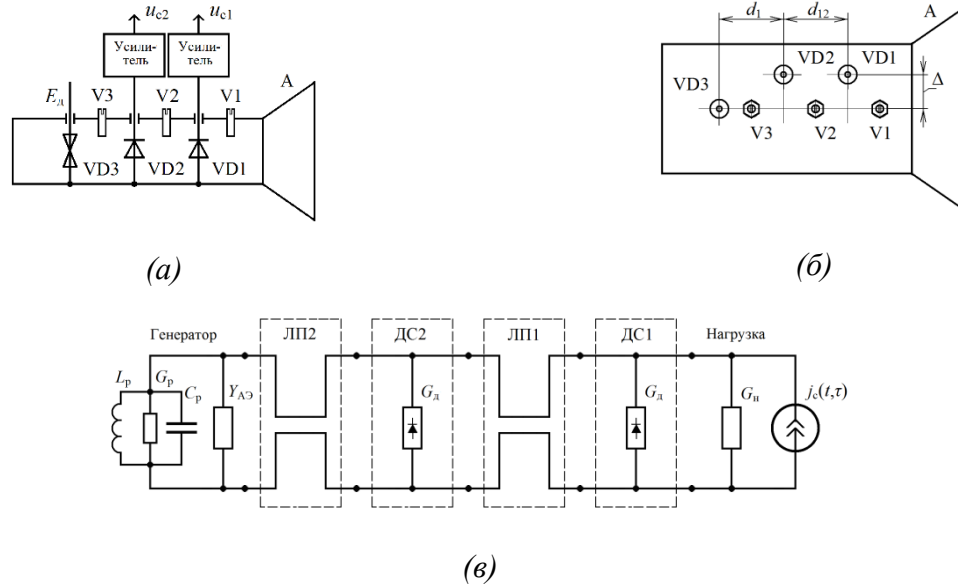


Рисунок 4.12. Функциональная схема приемо-передающего модуля (а) с возможностью квадратурного детектирования сигналов, эскиз его волноводного исполнения (б), полная эквивалентная схема модуля (в): А – антенна; V1, V2, V3 – регулировочные винты.

В результате анализа исходных выражений, описывающих эквивалентные схемы рисунка 4.12, нами получены выражения для автодинных изменений амплитуды $A(\tau)$, частоты $\omega(\tau)$ колебаний и набега фазы $\delta(\tau)$ отражённого излучения:

$$A(\tau) = A_0 \{1 + \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi]\}, \quad (4.48)$$

$$\omega(\tau) = \omega_0 \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\}, \quad (4.49)$$

$$\delta(\tau) = \omega_0 \tau - \Delta\varphi_0 - C_{oc} \sin[\delta(\tau) + \theta], \quad (4.50)$$

где $\Delta\varphi_0 = \varphi_{02} - \varphi_{01} = 2\beta_B(d_2 + d_{12}) = 2\beta_B d_1$; $d_1 = d_2 + d_{12}$; d_1, d_2 – расстояния между сечениями диодов VD1, VD3 и VD2, VD3 соответственно; $d_{12} = d_1 - d_2$.

На зажимах детекторных диодов VD1 и VD2 имеет место сложение колебаний, полученных от генератора $u_{AG1}(t)$, $u_{AG2}(t)$ и принятых от объекта локации $u_{c1}(t)$, $u_{c2}(t)$ соответственно:

$$u_{AG1}(t) = A_0 \{1 + \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi]\} \times \cos \left[\int_0^t \omega_0 \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\} dt - \beta_B d_1 \right], \quad (4.51)$$

$$u_{AG2}(t) = A_0 \{1 + \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi]\} \times$$

$$\times \cos \left[\int_0^t \omega_0 \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\} dt - \beta_b d_2 \right], \quad (4.52)$$

$$u_{c1}(t) = \Gamma A_0 \cos \left[\omega_0 \int_0^{t-\tau} \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\} dt - \beta_b d_1 \right], \quad (4.53)$$

$$u_{c2}(t) = \Gamma A_0 \cos \left[\omega_0 \int_t^{t-\tau} \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\} dt - \beta_b (d_1 + d_{12}) \right]. \quad (4.54)$$

В результате детектирования огибающей суммы колебаний (4.51) и (4.53) на первом диоде: $u_{д1}(t) = u_{АГ1}(t) + u_{c1}(t)$, и колебаний (4.52) и (4.54) на втором диоде: $u_{д2}(t) = u_{АГ2}(t) + u_{c2}(t)$, отбрасывая постоянную составляющую и учитывая при этом выполнение в (4.51) – (4.54) сильных неравенств: $A_0 \gg \Gamma K_a$, $\omega_0 \gg \Gamma L_a$, $\Gamma \ll 1$, окончательно получим выражения для выходных нормированных сигналов детекторных диодов:

$$\begin{aligned} u_{н1}(\tau_n) &= u_{д1}(\tau_n) / \Gamma = \\ &= K_a \cos[\delta(\tau_n) - \psi] + \cos\{2\pi\tau_n - C_{oc} \sin[\delta(\tau_n) + \theta]\}. \end{aligned} \quad (4.55)$$

$$\begin{aligned} u_{н2}(\tau_n) &= u_{д2}(\tau_n) / \Gamma = \\ &= K_a \cos[\delta(\tau_n) - \psi] + \cos\{2\pi\tau_n + 2\beta_b d_{12} - C_{oc} \sin[\delta(\tau_n) + \theta]\}. \end{aligned} \quad (4.56)$$

Из (4.55) и (4.56) видно, что особенности формирования сигналов, а также их фазовые сдвиги зависят от величины коэффициента автодинного усиления K_a , величины пространственного разнеса d_{12} диодов в линии передачи, уровня отражённого излучения и внутренних параметров СВЧ генератора. В случае высокого значения K_a , когда $K_a \gg 1$, оба сигнала на выходе детекторов находятся в фазе и определяются автодинным эффектом используемого генератора. В случае выполнения обратного неравенства реализуется сдвиг фаз между сигналами $\Delta\varphi = 2\beta_b d_{12}$, определяемый относительным разнесом между диодами в передающей линии. Так, при разнесе $d_{12} = (2n+1)\lambda_b / 8$, где n – натуральные числа, сдвиг фаз между сигналами находится в квадратуре: $\Delta\varphi = \pi / 2$.

Как показали результаты расчетов сигнальных характеристик (4.55), (4.56), в случае, когда коэффициент автодинного усиления K_a соизмерим с единицей, выходные сигналы и их относительные фазовые смещения сложным образом зависят от разнеса между диодами d_{12} . Кроме того, во всех рассматриваемых случаях степень искажения сигналов зависит также от величины параметра C_{oc} . Для уменьшения этих искажений, как выше отмечалось, обычно

рекомендуется использование генератора с дополнительным высокочастотным резонатором [270]. Интересным представляется также решение, основанное на выборе такого режима работы СВЧ генератора, при котором параметры K_a и C_{oc} имеют малые значения. Кроме того, для решения указанной проблемы представляет интерес применение взаимно синхронизированных автодинов, рассмотренных далее.

В качестве объекта экспериментальных исследований мы сначала использовали приёмопередающий модуль, описанный в [312]. Модуль состоит из секции передатчика на диоде Ганна и секции приемника в виде балансного детектора на диодах с барьером Шоттки. Секции передатчика и приемника размещены в разных отрезках прямоугольных волноводов, соединенных между собой по широкой стенке и работающих на общую антенну. В волноводном канале передатчика диод Ганна установлен на расстоянии, кратном примерно половине длины волны в волноводе, считая от торцевой стенки. Диоды с барьером Шоттки балансного детектора установлены в волноводе приемника в одной плоскости встречно друг другу. Часть мощности передатчика, используемая как мощность гетеродина, подается из канала передатчика через волноводно-коаксиальный переход в канал приемника. Центральный проводник коаксиальной линии подключается к общей точке соединения диодов с барьером Шоттки. Такая конструкция обеспечивает подачу одинаковой мощности на диоды балансного детектора.

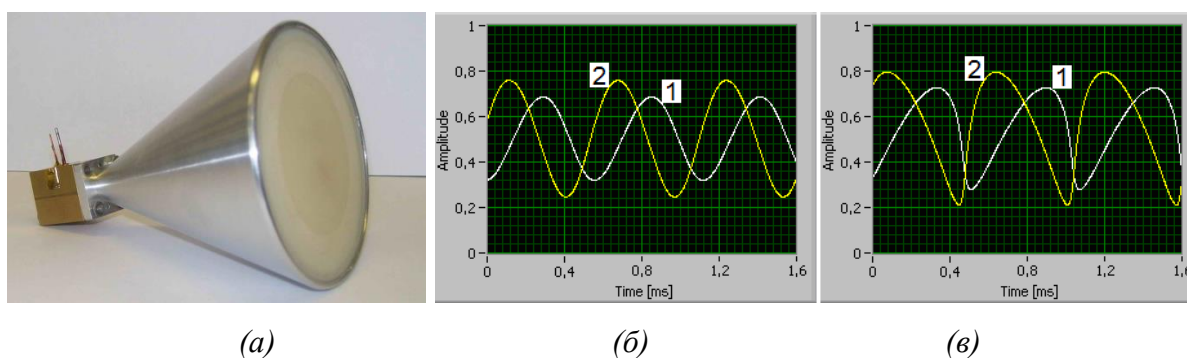


Рисунок 4.13. Общий вид автодинного приёмопередающего модуля (а) и осциллограммы сигналов, полученные на выходе внешнего детектора (кривые 1) и в цепи питания диода Ганна (кривые 2) для случая слабого ($C_{oc} \approx 0,1$) (б) и сильного сигнала ($C_{oc} \approx 0,8$) (в).

Рабочая частота модуля 37,5ГГц, выходная мощность около 20мВт, коэффициент усиление антенны 26dB, напряжение питания диода Ганна 4В, его потребляемый ток около 1А. Общий вид модуля, соединённого с рупорно-линзовой антенной, представлен на рисунке 4.13,а.

В качестве объекта локации использовался электромеханический имитатор доплеровского сигнала, обеспечивающего линейность и равномерность изменения фазы отражённого излучения в пределах нескольких длин волн [62,193,194]. Имитатор устанавливался на расстоянии 5м от приёмопередающего модуля. К нему подключалась рупорная антенна с усилением около 20dB.

Диаграммы направленности обеих антенн (модуля и имитатора) направлялись встречно и в одной поляризации. Уровень отражённого излучения регулировался переменным аттенюатором, включённым между имитатором и антенной. Полученные при этом осциллограммы сигналов для двух случаев (слабого и сильного) отражённого излучения представлены на рисунке 4.13,б, в.

Из сравнения временных диаграмм сигналов, представленных на рисунке 4.11, и полученных нами экспериментально осциллограмм (см. рисунок 4.13,б и в) видно их качественное соответствие. Отсюда следует адекватность разработанной нами математической модели процессов формирования сигналов в автодинах с внешним детектором.

Второй эксперимент выполнялся с макетом автодинного модуля, содержащим две соединённые последовательно детекторные секции. Эти секции находились между генераторной камерой и антенной. Кроме того модуль отличался наличием ферритового вентиля, включённого в волноводный тракт между генераторной и детекторной секцией. Подбор расстояния между детекторными секциями для получения сигналов в квадратуре выполнялся установкой пластинок различной толщины с волноводным окном в их центре.

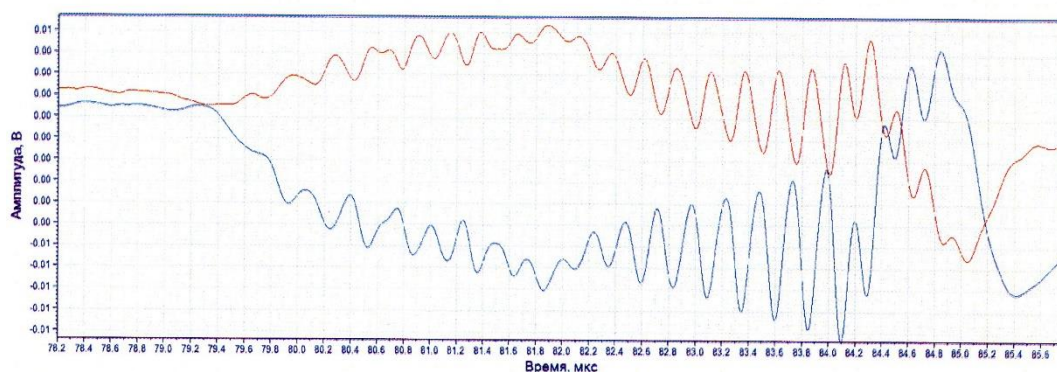


Рисунок 4.14. Осциллограммы сигналов на выходах детекторов автодинного модуля с двумя детекторными диодами между генератором и антенной.

В результате описанной настройки модуля на лабораторном стенде с доплеровским имитатором были получены на выходах детекторных диодов квадратурные сигналы, подобные представленным на рисунке 4.13,б. На рисунке 4.14 представлены осциллограммы сигналов от движущегося объекта контроля. Сдвиг фаз между этими сигналами около 90° . При этом амплитуда сигнала с первого диода (считая от антенного выхода) примерно в 2 раза больше, чем со второго диода. Для выравнивания их амплитуд необходима регулировка связи диодов с линией передачи. Однако конструкция детекторных камер не позволяла выполнить эту регулировку. Поэтому с помощью этого макета была показана лишь принципиальная возможность реализации модуля с квадратурными сигналами.

Таким образом, разработана математическая модель автодинного датчика с внешними

детекторами. Получены основные соотношения для расчёта его сигнальных характеристик при регистрации сигналов в цепи питания генератора и с помощью внешних детекторов, устанавливаемых между генераторной секцией и антенной. Из результатов выполненных теоретических и экспериментальных исследований следует, что формирование сигналов, снимаемых с внешнего детектора, а также их фазовые сдвиги относительно сигналов, регистрируемых в цепи питания генератора, зависят как от величины коэффициента автодинного усиления генератора, так и от фазового расстояния между секциями.

Установлено, что в автодинном модуле с двумя внешними детекторами в случае высокого значения коэффициента автодинного усиления оба сигнала, получаемые на выходах детекторов, находятся в фазе. В случае малой величины коэффициента автодинного усиления на выходе этих секций реализуется сдвиг фаз между сигналами, который определяется относительным разносом между диодами в передающей линии. При разносе диодов кратно нечётному числу в одну восьмую длины волны в линии, сдвиг фаз между сигналами находится в квадратуре.

Для уменьшения степени искажения сигналов целесообразно снижение величины автодинной девиации частоты. Это достигается или увеличением эквивалентной добротности колебательной системы (применением стабилизации частоты с помощью дополнительного высокодобротного резонатора) или установкой развязывающего вентиля между секцией генератора и диодной секцией. Кроме того, возможно применение АД с синхронизацией частоты от дополнительного маломощного СВЧ генератора (см. раздел 4.5).

Из результатов выполненных исследований следует вывод о перспективности разработки интегральных автодинных модулей с квадратурным детектированием на основе отечественной элементной базы. При этом необходимо дополнительно решить конструкторско-технологические вопросы, связанные с освоением монолитных интегральных схем квадратурных детекторов, а также СВЧ генераторов на диоде Ганна, интегрированных с высокодобротным резонатором. Это позволит свести технологию изготовления приёмопередающих модулей к принципу «поставил и забыл», что значительно снижает их себестоимость.

4.4 Автодины на основе взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи

Для создания математической модели такой системы используем представленную на рисунке 4.15 эквивалентную схему в виде двух связанных между собой одноконтурных парциальных генераторов.

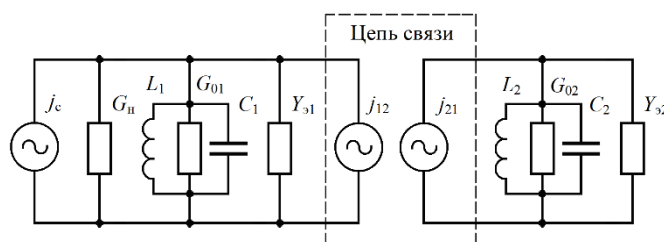


Рисунок 4.15. Эквивалентная схема системы двух взаимно синхронизированных генераторов.

На этой схеме первый парциальный находится под воздействием отраженного излучения. На данной схеме $Y_{0i} = G_{0i} + jB_{0i}$ – средние за период «электронные» проводимости АЭ, имеющих вольт-амперные характеристики N -типа. L_i , G_{0i} и C_i – эквивалентные индуктивности, проводимости потерь и емкости парциальных резонаторов в окрестности их собственных частот: $\omega_{ci} = (L_i C_i)^{-1/2}$; G_n – проводимость нагрузки первого парциального генератора; j_c – эквивалентный генератор собственного отраженного от объекта локации излучения; j_{ij} – зависящие от напряжения колебаний на j -м АЭ эквивалентные генераторы наведенного тока, отображающие работу цепи связи в i -ом парциальном резонаторе ($i, j = 1, 2$).

Благодаря достаточно высокой добротности Q_{ni} резонаторов парциальных генераторов ($Q_{ni} \gg 1$) и связи между ними в системе обеспечиваются условия генерации квазигармонических колебаний: $x_i(t) = A_i \cos \Psi_i = A_i \cos[\omega t + \varphi_i]$, где Ψ_i – полная фаза колебаний в текущий момент времени; $A_i \equiv A_i(t)$, $\varphi_i \equiv \varphi_i(t)$ – медленно меняющиеся амплитуда и фаза автоколебаний; ω – некоторая частота внутри интервала между ω_{c1} и ω_{c2} . Отражённое от объекта локации излучение вызывает в эквивалентном генераторе j_c также квазигармонические колебания тока: $j_c = J_c(\tau) \cos \Psi_1(\tau)$, где $J_c(\tau) = [8G_n P_c(\tau)]^{1/2}$ – амплитуда колебаний; $\Psi_1(\tau) = \Psi_1 + \varphi_1 - \delta(\tau)$ – полная фаза колебаний первого парциального генератора в момент времени $t - \tau$; $\delta(\tau)$ – набег фазы отраженного излучения за время τ ; $P_c(\tau) = \Gamma^2 P(\tau)$ – мощность отраженного и $P(\tau) = A^2(\tau) G_n / 2$ – мощность излученного колебаний на проводимости нагрузки генератора в момент времени $t - \tau$. Выражения для колебаний генераторов наведенного тока запишем в виде: $j_{ij} = J_{ij} \cos(\Psi_i - \Theta)$, где $J_{ij} = k_{cb} A_j G_i$; $G_1 = G_{01} + G_n$, $G_2 = G_{02}$; k_{cb} , Θ – модуль и фаза коэффициента передачи цепи связи.

Для эквивалентной схемы рисунка 4.15 с учётом принятых выше обозначений была составлена система нелинейных дифференциальных уравнений, из которой, используя метод усреднения первого приближения, после ряда преобразований получена следующая система укороченных уравнений для амплитуд A_i и фаз φ_i парциальных генераторов и текущей разности фаз $\Phi = \varphi_1 - \varphi_2$ между их колебаниями:

$$\frac{Q_{н1}}{\omega_{c1}} \frac{1}{A_1} \frac{dA_1}{dt} + \frac{G_{э1} + G_1}{2G_1} - k_{св} h_A \cos(\Phi + \Theta) = \Gamma \eta \cos \delta(\tau) \quad (4.57)$$

$$\frac{Q_{н2}}{\omega_{c2}} \frac{1}{A_2} \frac{dA_2}{dt} + \frac{G_{э2} + G_2}{2G_2} + \frac{k_{св}}{h_A} \cos(\Phi - \Theta) = 0 \quad (4.58)$$

$$\frac{d\varphi_1}{dt} + \omega - \omega_{01} + \Delta_{c1} \sin(\Phi + \Theta) = -\Gamma \eta \frac{\omega_{c1}}{Q_{н1}} \sin \delta(\tau) \quad (4.59)$$

$$\frac{d\varphi_2}{dt} + \omega - \omega_{02} - \Delta_{c2} \sin(\Phi - \Theta) = 0 \quad (4.60)$$

$$\frac{d\Phi}{dt} - (\omega_{01} - \omega_{02}) + \Delta_c \sin(\Phi + \zeta_{св}) = -\Gamma \eta \frac{\omega_{c1}}{Q_{н1}} \sin \delta(\tau) \quad (4.61)$$

где $\omega_{0i} = \omega_{ci} [1 + (\text{tg} \Psi_{эi} / 2Q_{hi})]$ и $\Psi_{эi} = \text{arctg}(B_{эi} / G_{эi})$ – собственная частота и фазовый угол запаздывания АЭ i -го парциального генератора; Δ_{c1} , Δ_{c2} – полосы синхронизации первого и второго парциальных генераторов и Δ_c – их общая полоса взаимной синхронизации:

$$\Delta_{c1} = k_{св} h_A (\omega_{c1} / Q_{н1}) \quad (4.62)$$

$$\Delta_{c2} = (k_{св} / h_A) (\omega_{c2} / Q_{н2}) \quad (4.63)$$

$$\Delta_c = \Delta_{c1} \sqrt{1 + z_2^2 + 2z_2 \cos 2\Theta} \quad (4.64)$$

$\zeta_{св} = \text{arctg}[(1 - z_2) \text{tg} \Theta / (1 + z_2)]$ – фазовый угол смещения разности фаз Φ за счет угла задержки Θ СВЧ излучения в цепи связи; $z_2 = \Delta_{c2} / \Delta_{c1} = q_{12} / h_A^2$; $q_{12} = Q_{н1} / Q_{н2}$; $h_A = (A_2 / A_1)(G_2 / G_1)^{1/2} = (P_2 / P_1)^{1/2}$; $\eta = G_{н} / G_1$ – коэффициент полезного действия колебательной системы генератора.

При отсутствии отраженного излучения, когда $\Gamma = 0$, уравнения (4.57) – (4.61) описывают работу автономной системы связанных генераторов. Полагая в этих уравнениях производные равными нулю, получим основные соотношения, для определения амплитуд A_i^0 и частоты ω генерации и фазы Φ^0 в стационарном режиме автоколебаний:

$$(G_1 + G_{31}^0) / 2G_1 = k_{cb} h_A \cos(\Phi^0 + \Theta), \quad (4.65)$$

$$(G_2 + G_{32}^0) / 2G_2 = -(k_{cb} / h_A) \cos(\Phi^0 - \Theta), \quad (4.66)$$

$$\omega_0 = \omega_{01}^0 - k_{cb} h_A (\omega_{c1} / Q_{H1}) \sin(\Phi^0 + \Theta), \quad (4.67)$$

$$\omega_0 = \omega_{02}^0 + (k_{cb} / h_A) (\omega_{c2} / Q_{H2}) \sin(\Phi^0 - \Theta), \quad (4.68)$$

$$\Phi^0 = \arcsin(\sigma_{01} \omega_0 / Q_{H1} \Delta_c) - \zeta_{cb}, \quad (4.69)$$

где $\sigma_{01} = Q_{H1} (\omega_{01}^0 - \omega_{02}^0) / \omega_0$ – относительная расстройка собственных частот колебаний парциальных генераторов; $\omega_{0i}^0 = \omega_{ci} [1 + (\text{tg} \Psi_{3i}^0 / 2Q_{Hi})]$; $G_{3i}^0 \equiv G_{3i}(A_i^0)$; $B_{3i}^0 \equiv B_{3i}(A_i^0)$; $\Psi_{3i}^0 = \arctg(B_{3i}^0 / G_{3i}^0)$. Здесь и далее верхние и нижние индексы «0» означают принадлежность соответствующей величины стационарному режиму.

Отраженное излучение, воздействуя на колебательную систему первого парциального генератора, вызывает в системе связанных генераторов автодинный эффект, который состоит в изменениях амплитуд ΔA_i колебаний каждого парциального генератора, их фаз $\Delta \varphi_i$, частоты $\Delta \omega$ и разности фаз $\Delta \Phi$ относительно значений A_i^0 , φ_{0i} , ω_0 и Φ^0 стационарного режима автономного генератора. Решение системы нелинейных уравнений (4.57) – (4.61) значительно упрощается для случая слабого уровня отражённого излучения, когда $\Gamma \ll 1$. В таком случае дальнейший анализ можно вести в линейном приближении для малых вариаций амплитуд ΔA_i , частоты $\Delta \omega$ и фаз $\Delta \varphi_i$, $\Delta \Phi$ в окрестности стационарного режима колебаний, определяемого системой (4.65) – (4.69). Для этого случая система уравнений для относительных изменений амплитуд $a_i = \Delta A_i / A_i^0$ и частоты $\chi = \Delta \omega / \omega_0$, а также абсолютных изменений фаз $\Delta \varphi_1$ и $\Delta \Phi$ имеет вид:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (Q_{H1} / \omega_{c1}) a_1 \\ (Q_{H2} / \omega_{c2}) a_2 \\ (Q_{H1} / \omega_{c1}) \Delta \varphi_1 \\ (Q_{H1} / \omega_{c1}) \Delta \Phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \mu_1 \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & 0 & \mu_2 \\ \beta_{11} & \beta_{12} & Q_{H1} & \xi_{1\Phi} \\ \Delta \beta_1 & \Delta \beta_2 & \sigma_\Phi & \Delta \xi_\Phi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \chi \\ \Delta \Phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma \eta \cos \delta(\tau) \\ 0 \\ -\Gamma \eta \sin \delta(\tau) \\ -\Gamma \eta \sin \delta(\tau) \end{bmatrix}. \quad (4.70)$$

Здесь¹⁰ члены квадратной матрицы являются безразмерными коэффициентами, характеризующими приведённую крутизну соответствующих параметров парциальных генераторов в окрестности стационарного режима колебаний: $\alpha_{ii} = (A_i^0 / 2G_i) (\partial G_{3i} / \partial A_i)^0$, $\alpha_{12} = -k_{cb} h_A \cos(\Phi^0 + \Theta)$, $\alpha_{21} = (k_{cb} / h_A) \cos(\Phi^0 - \Theta)$, $\beta_{ii} = (A_i^0 / 2G_i) (\partial B_{3i} / \partial A_i)^0$,

¹⁰ Уравнение для вариаций фазы $\Delta \varphi_2$ здесь не учитывается, так как система (4.70) является полной.

$$\begin{aligned} \mu_1 &= k_{cb} h_A \sin(\Phi^0 + \Theta), \quad \mu_2 = -(k_{cb} / h_A) \sin(\Phi^0 - \Theta), \quad \beta_{12} = k_{cb} h_A \sin(\Phi^0 + \Theta), \quad \xi_{1\Phi} = k_{cb} h_A \cos(\Phi^0 + \Theta), \\ \Delta\beta_1 &= \beta_{11} - q_{12}\beta_{21}, \quad \beta_{21} = -(k_{cb} / h_A) \sin(\Phi^0 - \Theta), \quad \Delta\beta_2 = \beta_{12} - q_{12}\beta_{22}, \quad \sigma_\Phi = Q_{н1}(\omega_{c1} - \omega_{c2}) / \omega_{c1}, \\ \Delta\xi_\Phi &= \xi_{1\Phi} - q_{12}\xi_{2\Phi}, \quad \xi_{2\Phi} = -(k_{cb} / h_A) \cos(\Phi^0 - \Theta). \end{aligned}$$

Изменения параметров колебаний парциальных генераторов вследствие присущего им автодинного детектирования вызывают, в свою очередь, также изменения среднего значения тока ΔI_{zi} АЭ. Данные изменения в виде отклика в цепи питания каждого генератора в общем случае являются зависимыми от изменений амплитуды ΔA_i и частоты $\Delta\omega$ колебаний: $\Delta I_{zi} = I_{zi}(A_i, \omega) - I_{zi}^0$ [193]. С учетом сказанного легко получить выражения в вариациях для расчета автодинного отклика $i_{zi} = \Delta I_{zi} / I_{zi}^0$ парциальных генераторов:

$$i_{zi} = \alpha_{0i} a_i + \varepsilon_{0i} \chi, \quad (4.71)$$

где $\alpha_{0i} = (A_i^0 / I_{zi}^0)(\partial I_{zi} / \partial A_i)^0$, $\varepsilon_{0i} = (\omega_0 / I_{zi}^0)(\partial I_{zi} / \partial \omega)^0$ – параметры амплитудного и частотного детектирования автодинного отклика АЭ i -го парциального генератора.

Постоянная времени автодинного отклика СВЧ генераторов обычно на несколько порядков меньше периода сигналов, полученных практически во всех реальных условиях применения автодинов [198,203]. Поэтому дальнейший анализ системы взаимно синхронизированных генераторов проведем для установившихся значений отклика, полагая производные в левой части уравнений (4.70) равными нулю.

В правой части этих уравнений для определения набега фазы $\delta(\tau)$ используем первое приближение разложения функции запаздывающей фазы $\Psi_1(\tau)$ в ряд Тейлора по времени запаздывания τ : $\delta(\tau) = \omega\tau$ [193]. В таком представлении система (4.70) значительно упрощается благодаря переходу к алгебраическим уравнениям, все члены которых определены в один и тот же момент времени. При этом решение данной системы состоит в нахождении функций a_i , i_{zi} , χ и $\Delta\Phi$ методом Крамера, которые с учетом (4.71) запишем в следующем виде:

$$a_i(\tau) = \Gamma K_i \cos[\delta(\tau) - \psi_{i1}], \quad (4.72)$$

$$i_{zi}(\tau) = \Gamma K_{0i} \cos[\delta(\tau) - \psi_{0i}], \quad (4.72)$$

$$\Delta\omega(\tau) = \Delta\omega_m \sin[\delta(\tau) + \theta_\omega], \quad (4.73)$$

$$\Delta\Phi(\tau) = \Delta\Phi \sin[\delta(\tau) + \theta_\Phi], \quad (4.74)$$

$$\delta(\tau) = \omega_0 \tau - C_{oc} \sin[\delta(\tau) + \theta_\omega], \quad (4.75)$$

где K_i – коэффициент передачи входного сигнала в изменения амплитуды колебаний i -го парциального генератора:

$$K_i = \eta \sqrt{A_{ci}^2 + A_{si}^2} / \Delta_0 ; \quad (4.76)$$

K_{0i} – коэффициент автодетектирования входного сигнала в изменения параметров смещения (тока) АЭ i -го парциального генератора:

$$K_{0i} = \alpha_{0i} \eta \sqrt{(A_{ci} + \kappa_{чдi} F_c)^2 + (A_{si} + \kappa_{чдi} F_s)^2} / \Delta_0 ; \quad (4.77)$$

$\kappa_{чдi} = \varepsilon_{0i} / \alpha_{0i}$ – коэффициент частотного детектирования, характеризующий процесс преобразования изменений частоты в изменения тока i -го АЭ; $\Delta\omega_m = \Gamma\omega_0 / Q_{вн} S_{ст}$ – автодинная девиация частоты генерации; $Q_{вн} = \eta / Q_{н1}$ – внешняя добротность колебательной системы первого парциального генератора; $S_{ст}$ – коэффициент стабилизации частоты, обусловленный действием взаимной синхронизации парциальных генераторов, показывающий, во сколько раз автодинная девиация частоты системы связанных генераторов меньше, чем девиация частоты обычного (одиночного) генератора:

$$S_{ст} = \Delta_0 / Q_{н1} \sqrt{F_s^2 + F_c^2} ; \quad (4.78)$$

Δ_Φ – девиация разности фаз колебаний парциальных генераторов:

$$\Delta_\Phi = \Gamma \eta \sqrt{H_s^2 + H_c^2} / \Delta_0 ; \quad (4.79)$$

C_{oc} – параметр внешней обратной связи автодинной системы [61]:

$$C_{oc} = \Delta\omega_m \tau = \Gamma(\omega_0 / Q_{вн} S_{ст}) \tau ; \quad (4.80)$$

Ψ_{1i} , Ψ_{0i} , θ_ω , θ_Φ – фазовые углы относительного смещения автодинных характеристик по изменению амплитуд колебаний и токов АЭ парциальных генераторов, частоты и разности фаз:

$$\Psi_{1i} = \arctg(A_{si} / A_{ci}), \quad \Psi_{0i} = \arctg[(\alpha_{0i} A_{si} + \varepsilon_{0i} F_s) / (\alpha_{0i} A_{ci} + \varepsilon_{0i} F_c)] , \quad (4.81)$$

$$\theta_\omega = \arctg(F_c / F_s), \quad \theta_\Phi = \arctg(H_c / H_s) , \quad (4.82)$$

A_{si} , A_{ci} ; F_s , F_c ; H_s , H_c – амплитудные множители при функциях синуса и косинуса, получаемые при группировке членов соответствующих определителей системы (4.70):

$$A_{s1} = (\alpha_{22}\mu_1 - \alpha_{12}\mu_2)(Q_{н1} - \sigma_\Phi) ,$$

$$A_{c1} = (\alpha_{22}\Delta\xi_\Phi - \mu_2\Delta\beta_2)Q_{н1} + (\beta_{12}\mu_2 - \alpha_{22}\xi_{1\Phi})\sigma_\Phi ; \quad (4.83)$$

$$A_{s2} = (\alpha_{11}\mu_2 - \alpha_{21}\mu_1)(Q_{н1} - \sigma_\Phi) ,$$

$$A_{c2} = (\alpha_{21}\Delta\xi_\Phi - \mu_2\Delta\beta_1)Q_{н1} + (\beta_{11}\mu_2 - \alpha_{21}\xi_{1\Phi})\sigma_\Phi ; \quad (4.84)$$

$$F_s = q_{12} [\alpha_{11} (\xi_{2\Phi} \alpha_{22} - \beta_{22} \mu_2) - \alpha_{12} (\xi_{2\Phi} \alpha_{21} - \beta_{21} \mu_2) - \mu_1 (\beta_{21} \alpha_{22} - \beta_{22} \alpha_{21})] ,$$

$$F_c = (\alpha_{21}\beta_{12} - \alpha_{22}\beta_{11})\Delta\xi_{\Phi} + (\beta_{11}\mu_2 - \alpha_{21}\xi_{1\Phi})\Delta\beta_2 + (\alpha_{22}\xi_{1\Phi} - \mu_2\beta_{12})\Delta\beta_1; \quad (4.85)$$

$$H_s = (\alpha_{11}\alpha_{22} - \alpha_{21}\alpha_{12})(\sigma_{\Phi} - Q_{н1}),$$

$$H_c = (\Delta\beta_2\alpha_{21} - \Delta\beta_1\alpha_{22})Q_{н1} - (\alpha_{21}\beta_{12} + \alpha_{22}\beta_{11})\sigma_{\Phi}; \quad (4.86)$$

Δ_0 – определитель системы (4.70):

$$\begin{aligned} \Delta_0 = & \alpha_{11}[(\alpha_{22}\Delta\xi_{\Phi} - \mu_2\Delta\beta_2)Q_{н1} + (\beta_{12}\mu_2 - \alpha_{22}\xi_{1\Phi})\sigma_{\Phi}] - \\ & - \alpha_{12}[(\alpha_{21}\Delta\xi_{\Phi} - \mu_2\Delta\beta_1)Q_{н1} + (\beta_{11}\mu_2 - \alpha_{21}\xi_{1\Phi})\sigma_{\Phi}] - \\ & - \mu_1[(\alpha_{22}\Delta\beta_1 - \alpha_{21}\Delta\beta_2)Q_{н1} + (\alpha_{21}\beta_{12} - \alpha_{22}\beta_{11})\sigma_{\Phi}]. \end{aligned} \quad (4.87)$$

Решение трансцендентного уравнения (4.75) для входящей в выражения (4.72)–(4.74) фазы $\delta(\tau)$ находим, используя метод последовательных приближений. При выполнении условия $C_{oc} < 1$ данное решение k -го приближения имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n) = & (2\pi\tau_n)_{(0)} - C_{oc}\sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + \theta] - C_{oc}\sin[(2\pi\tau_n)_{(2)} + \theta] - \dots \\ & \dots - C_{oc}\sin[(2\pi\tau_n)_{(k-1)} + \theta] - C_{oc}\sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \theta] \dots, \end{aligned} \quad (4.88)$$

где индексами в круглых скобках около слагаемых $(2\pi\tau_n)$ обозначен порядок приближения; $\tau_n = \omega_0\tau$ – нормированное (безразмерное) время.

Конечные выражения, получаемые из (4.72)–(4.75) с учетом расшифровок (4.76) – (4.88), являются довольно громоздкими, что создаёт трудности для их физической интерпретации. Поэтому дальнейший анализ выполним с привлечением численных методов, а получаемые результаты будем сопоставлять с известными данными для обычных (одиночных) АД (см. [62,193]).

Для этого за базовый примем случай изохронных парциальных генераторов ($\beta_{ii} = 0$) с коэффициентом связи между ними $k_{св} = 0,75$ и значением нагруженной добротности $Q_{н1} = 50$. Собственные частоты колебаний этих генераторов равны между собой ($\omega_{01}^0 = \omega_{02}^0$), а режим их взаимной синхронизации является синфазным ($\Phi^0 = 0$). При этом примем значения параметров прочности предельного цикла $\alpha_{11} = 0,1$ и $\alpha_{22} = 0,4$, а соотношение амплитуд колебаний $h_A = 1,5$.

На рисунке 4.16 представлены выполненные согласно выражениям (4.76), (4.78) и (4.79) результаты расчетов в виде графиков зависимостей коэффициентов стабилизации $S_{ст}$ частоты (a), передачи автодинного сигнала первого K_1 (b) и второго K_2 ($в$) парциальных генераторов и девиации Δ_{Φ} разности фаз ($г$) колебаний этих генераторов от величины относительного угла

запаздывания Θ цепи взаимной связи. Рассчитанные согласно (4.81) и (4.82) графики зависимостей фазовых углов относительного смещения θ_ω , ψ_{11} , ψ_{12} и θ_Φ автодинных характеристик (4.72) – (4.74) от угла запаздывания Θ цепи связи приведены на рисунке 4.16, д–з. Кривые 1 здесь и далее рассчитаны при одинаковых значениях нагруженных добротностей $q_{12} = 1$, а кривые 2 – при их соотношении $q_{12} = 0,1$.

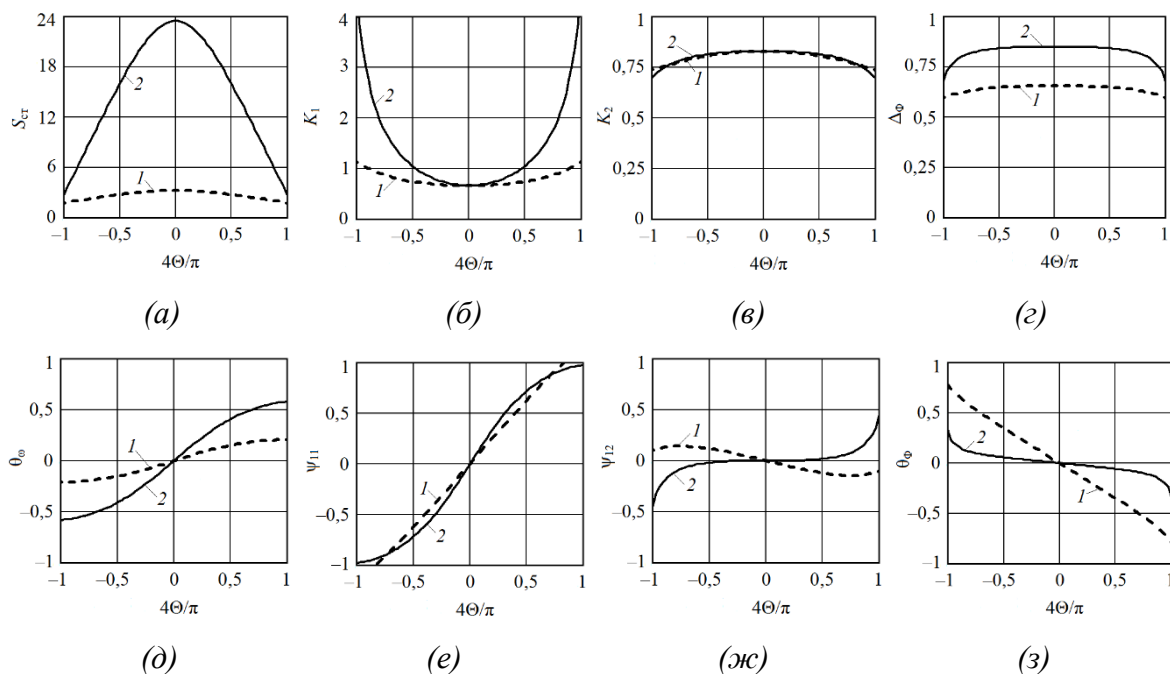


Рисунок 4.16. Графики зависимостей $S_{ст}(\Theta)$ (а), $K_1(\Theta)$ (б), $K_2(\Theta)$ (в) и $\Delta\Phi(\Theta)$ (г), а также соответствующих им зависимостей углов фазового смещения $\theta_\omega(\Theta)$ (д), $\psi_{11}(\Theta)$ (е), $\psi_{12}(\Theta)$ (ж) и $\theta_\Phi(\Theta)$ (з), рассчитанные при $q_{12} = 1$ (кривые 1) и $q_{12} = 0,1$ (кривые 2) для чётных областей угла запаздывания Θ .

При выбранных параметрах парциальных генераторов рассматриваемая на графиках рисунков 4.16 область изменения угла запаздывания ($-1 \leq 4\Theta/\pi \leq 1$) цепи связи соответствует устойчивому режиму работы генератора. Данные области, назовем их четными, повторяются через каждые $\Theta = 2\pi n$, где n – ее порядковый номер. Другие устойчивые области, назовем их нечетными, имеют место в окрестности углов запаздывания $\Theta = \pi(2n - 1)$ цепи связи.

Графики зависимостей $S_{ст}(\Theta)$, $K_1(\Theta)$, $K_2(\Theta)$ и $\Delta\Phi(\Theta)$ в нечетных областях, построенные по модулю, аналогичны таковым в четных областях (см. рисунок 4.16), однако являются инвертированными относительно оси абсцисс. При этом графики зависимостей фазовых углов $\theta_\omega(\Theta)$, $\psi_{11}(\Theta)$, $\psi_{12}(\Theta)$ и $\theta_\Phi(\Theta)$ относительного смещения автодинных характеристик нечетных областей, которые представлены на рисунке 4.17, а–г, отличаются от таковых для четных областей, как по знаку производных, так и величине крутизны.

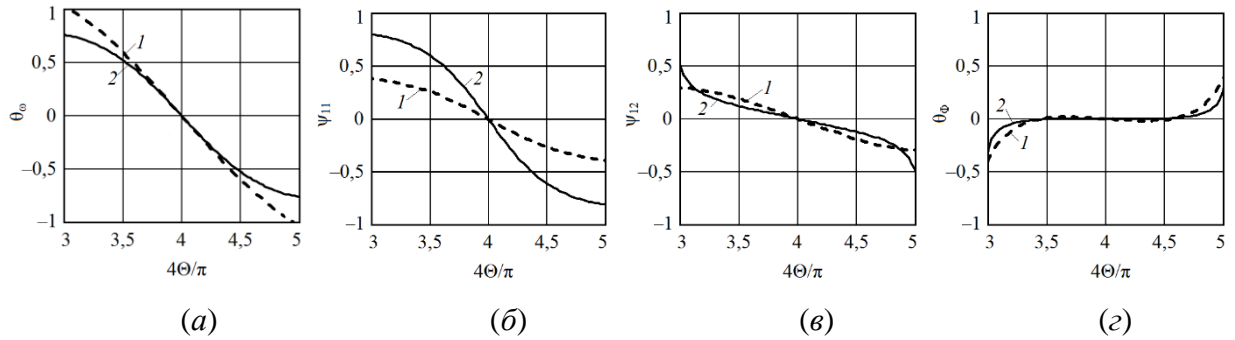


Рисунок 4.17. Графики зависимости углов фазового смещения $\theta_{\omega}(\Theta)$ (а), $\psi_{11}(\Theta)$ (б), $\psi_{12}(\Theta)$ (в) и $\theta_{\phi}(\Theta)$ (г) автодинных характеристик, рассчитанные при $q_{12} = 1$ (кривые 1) и $q_{12} = 0,1$ (кривые 2) для нечетных областей угла запаздывания Θ .

Необходимо отметить, что в промежутках между четными и нечетными областями устойчивой работы системы связанных генераторов в точках, где выполняется равенство $\Theta = (\pi/2)(2n - 1)$, имеются разрывы, в которых синхронный режим работы парциальных генераторов нарушается, и получить гладкие функции для автодинных характеристик (4.72) – (4.75) не представляется возможным.

Выбранные выше базовые параметры рассматриваемой автоколебательной системы соответствуют режиму работы, в котором второй парциальный генератор является стабилизирующим. В этом режиме, как мы видим из кривых рисунка 4.17,а, с увеличением добротности $Q_{н2}$ резонансной системы и амплитуды колебаний на АЭ второго парциального генератора, величина коэффициента стабилизации $S_{ст}$ частоты значительно возрастает. Если для идентичных парциальных генераторов эта величина при нулевом угле смещения Θ цепи связи равна 2, то при выбранных выше параметрах величина коэффициента $S_{ст} = 24$. Возможность реализации режима стабилизации частоты генерации – это одно из основных достоинств системы взаимно синхронизированных автодинов по сравнению с одиночными автодинными генераторами.

Стабилизация частоты генерации, как следует из (4.73) и (4.80), способствует уменьшению автодинной девиации частоты $\Delta\omega_m$ и, соответственно, величины параметра обратной связи C_{oc} . В условиях, когда параметр обратной связи $C_{oc} \ll 1$, набег фазы $\delta(\tau)$ в выражениях (4.75) и (4.88) является линейной функцией τ : $\delta(\tau) = \omega_0\tau$, а автодинные характеристики (4.72)–(4.74), определяющие формирование выходных сигналов автодина, имеют практически гармоническую форму. Таким образом, стабилизация частоты, как показано также в работе [270,271], улучшает качество автодинных сигналов и расширяет динамический диапазон системы.

Другое интересное свойство рассматриваемой системы, которое следует из результатов

расчета и представленных на рисунке 4.16,б и в графиков, состоит в значительном уменьшении коэффициентов передачи K_1 и K_2 парциальных генераторов по сравнению с обычными автодинами. В случае отсутствия взаимной связи эти генераторы при выбранных параметрах α_{11} и α_{22} имели бы коэффициенты передачи $K_1 = 1/\alpha_{11} = 10$ и $K_2 = 1/\alpha_{22} = 2,5$. Тогда как в случае сильной взаимной связи в центре области синхронизации, где $\Theta = 0$, это снижение K_1 для первого парциального генератора максимально и составляет почти 15 раз. При этом у второго парциального генератора снижение K_2 проявляется в значительно меньшей степени (в 3...4 раза), однако его абсолютные значения обычно меньше в 1.5...2 раза, чем у первого парциального генератора. Заметный рост (в несколько раз) коэффициента передачи K_1 наблюдается у первого парциального генератора при увеличении абсолютного значения угла Θ запаздывания. Данные свойства коэффициентов передачи такой системы установлены также экспериментально [167,285].

Нами выполнялись также расчеты автодинных характеристик при иных параметрах парциальных генераторов. Из этих расчетов установлено, что неизохронность парциальных генераторов, когда $\beta_{ii} \neq 0$, приводит к смещению и появлению асимметрии всех представленных на рисунке 4.16 характеристик. Наличие относительной расстройки $\sigma_{12} \neq 0$ между собственными частотами парциальных генераторов, когда $\omega_{01}^0 \neq \omega_{02}^0$, вызывает появление разности фаз Φ^0 , смещение по оси абсцисс амплитудных характеристик $S_{ст}(\Theta)$, $K_1(\Theta)$, $K_2(\Theta)$ и $\Delta\Phi(\Theta)$, а по оси ординат смещение фазовых характеристик $\theta_\omega(\Theta)$, $\psi_{11}(\Theta)$, $\psi_{12}(\Theta)$ и $\theta_\Phi(\Theta)$. При этом наблюдается также уменьшение максимального значения коэффициента стабилизации частоты $S_{ст}$.

Еще одно свойство рассматриваемой системы, которое следует из полученных результатов и также представляет практический интерес, состоит в возможности получения автодинных сигналов с относительным сдвигом фаз. Данные сигналы, обычно регистрируемые в цепи питания АЭ парциальных генераторов (4.72) по изменению тока $i_{\gamma_i}(\tau)$, имеют разность фаз $\Delta\psi_0 = \psi_{01} - \psi_{02}$. При этом фазовые сдвиги ψ_{01} и ψ_{02} , как следует из (4.70) и (4.81), зависят от автодинных изменений, как амплитуд (4.72) колебаний парциальных генераторов, так и частоты (4.74) генерации. Однако влиянием автодинных изменений частоты $\Delta\omega_m$ благодаря ее стабилизации в данном случае можно пренебречь. Тогда $\psi_{0i} = \psi_{1i}$ и разность фаз $\Delta\psi_0 = \Delta\psi_{12} = \psi_{11} - \psi_{12}$ определяется в основном характеристиками (4.74) для изменений амплитуд колебаний парциальных генераторов.

На рисунке 4.18 представлены графики для разности фаз $\Delta\psi_{12}(\Theta) = \psi_{11}(\Theta) - \psi_{12}(\Theta)$, полученные для автодинных характеристик (4.72). Кривые на рисунках 4.18,а и в рассчитаны для

случая отсутствия относительной расстройки σ_{12} собственных частот колебаний этих генераторов ($\sigma_{12} = 0$), а на рисунке 4.18,б – при ее значении $\sigma_{12} = 0,5$. При этом графики рисунках 4.18,а и б соответствуют четным областям устойчивой работы двухдиодного автодина, а на рисунке 4.18,в – нечетным. Как и прежде, кривые 1 рассчитаны при одинаковых значениях нагруженных добротностей $q_{12} = 1$, а кривые 2 – при их соотношении $q_{12} = 0,1$.

Из графиков рисунка 4.18,а видно, что при изменении величины угла запаздывания фазы Θ в цепи связи в случае выбора базовых параметров (см. кривую 2) парциальных генераторов максимальную разность фаз $\Delta\psi_{12}$ автодинных сигналов $i_{\psi 1}(\tau)$ и $i_{\psi 2}(\tau)$ можно получить не более $\Delta\psi_{12} = \pm 0,7$ ($\pm 40^\circ$). Одновременное внесение расстройки собственных частот ω_{01}^0 и ω_{02}^0 колебаний парциальных генераторов и угла запаздывания фазы Θ обеспечивает значительное увеличение диапазона получаемой разности фаз $\Delta\psi_{12}$. Например, при величине расстройки $\sigma_{12} = 0,5$ и фазе $\Theta = \pm\pi/4$, как следует из кривой 2 рисунка 4.18,б, разность фаз $\Delta\psi_{12}$ достигает значений $\pm 1,6$ ($\pm 92^\circ$). При этом необходимо отметить, что фазовые характеристики $\Delta\psi_{12}(\Theta)$ для нечетных областей (см. рисунок 4.18,в) имеют существенно меньший диапазон изменения сдвига фаз, чем для четных (см. рисунок 4.18,а).

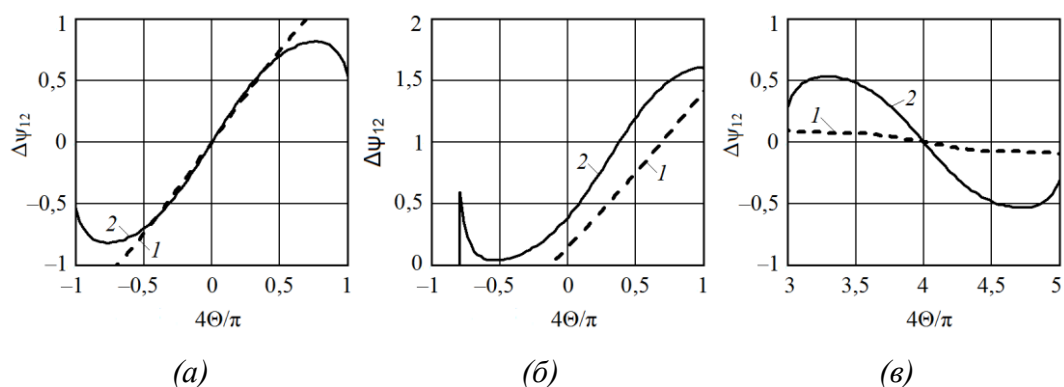


Рисунок 4.18. Графики зависимости разности фаз $\Delta\psi_{12}(\Theta)$ автодинных характеристик по изменению амплитуд первого и второго парциальных генераторов, рассчитанные при $\sigma_{12} = 0$ (а) и $\sigma_{12} = 0,5$ (б), $q_{12} = 1$ (кривые 1) и $q_{12} = 0,1$ (кривые 2) для четных областей (а), (б) и нечетных областей (в) угла запаздывания Θ .

Экспериментальные исследования автодинного эффекта системы взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи между ними выполнялись на волноводном стенде с электромеханическим имитатором доплеровского сигнала [62]. В качестве объекта исследований использовался двухдиодный автодинный преопередатчик (см. рисунок 4.19,а), конструкция которого представляет собой два последовательно соединенных модуля, выполненных на диодах Ганна AA727A 8-мм диапазона в камерах фланцевого типа [57,194]. Выходная мощность каждого модуля около 50 мВт, рабочая частота 37,5 ГГц.

Настройка автодинного генератора в требуемый режим работы выполнялась в соответствии с методикой, изложенной в работах [62,193]. Сначала каждый модуль настраивался на требуемую частоту генерации индивидуально. Затем у генератора в сборе между модулями подбиралось фазовое расстояние, близкое кратному числу половин длины волны в волноводе. Далее на стенде с доплеровским имитатором путем изменений связи с нагрузкой и величины напряжения смещения на диоде Ганна находился режим максимального энергетического потенциала, при котором наблюдается наибольшее соотношение сигнал/шум на выходе АД.

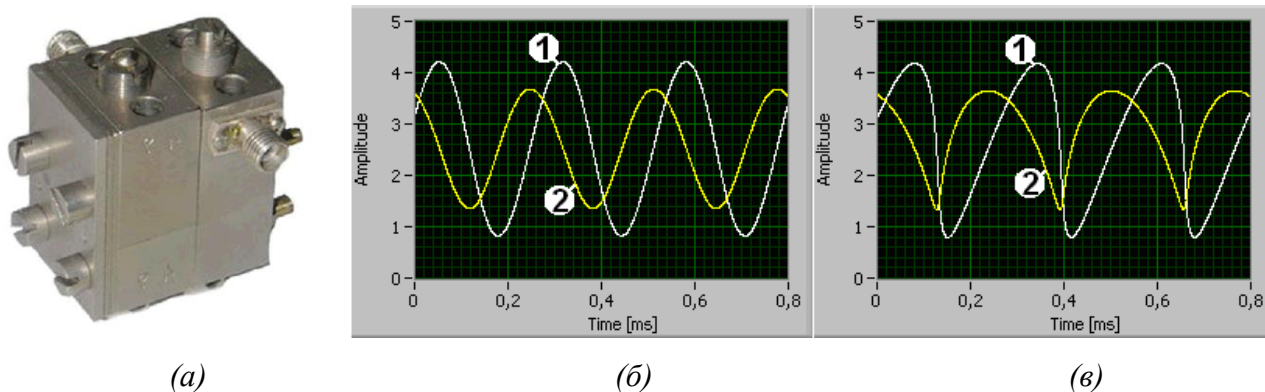


Рисунок 4.19. Внешний вид (а) и осциллограммы сигналов двухдиодного автодина, полученные в цепи питания первого 1 и второго 2 диодов Ганна при $C_{oc} \approx 0,08$ (б) и $C_{oc} \approx 0,8$ (в).

После указанных операций выполнялась окончательная подстройка генератора путем вариаций собственных частот парциальных генераторов и фазового расстояния между ними для получения требуемого фазового смещения углов ψ_{01} и ψ_{02} сигналов $i_{s1}(t)$ и $i_{s2}(t)$, регистрируемых в цепи питания АЭ парциальных генераторов. Для случая, когда автодинные сигналы находятся в квадратуре ($\Delta\psi_{12} = \pm\pi/2$), на рисунке 4.19,б и в представлены осциллограммы автодинных сигналов, полученных в цепи питания первого (см. осциллограмму 1) и второго (см. осциллограмму 2) диодов Ганна.

Из осциллограмм рисунка 4.19,б и в видно, что амплитуды полученных сигналов двухдиодного автодина различны, причем амплитуда сигнала первого парциального генератора примерно в 1,5 раза превышает амплитуду сигнала второго генератора. Данный эксперимент подтверждает результаты выполненных выше расчетов коэффициентов передачи (см. рисунок 4.16).

Как видно из осциллограмм рисунка 4.19,в, при больших значениях параметра C_{oc} характер искажения автодинных сигналов на выходе отдельных модулей двухдиодного генератора заметно отличается. Данная особенность формирования сигналов, связанная в рамках рассматриваемой модели с различием сдвигов фаз ψ_{11} и ψ_{12} , а также опосредованно с влиянием частотной расстройки σ_{12} парциальных генераторов, автодинных изменений частоты $\Delta\omega$ и фазы

$\Delta\Phi$, требует дальнейшего изучения. Таким образом, результаты экспериментальных исследований подтвердили выводы теоретического анализа.

В результате проведенных исследований автодинного эффекта системы двух взаимно синхронизированных парциальных генераторов при сильной связи, установлено следующее.

Воздействие на один из генераторов собственного излучения, полученного от движущегося отражающего объекта, вызывает формирование автодинного отклика в виде периодических изменений параметров автоколебательной системы, таких как, амплитуд колебаний и величин смещения на активных элементах парциальных генераторов, а также разности фаз этих колебаний и частоты генерации.

Автодинные изменения частоты генерации системы связанных генераторов в процессе перемещения отражающего объекта вызывают нелинейность набега фазы отраженного излучения и, соответственно, ангармонические искажения всех указанных изменений параметров автоколебательной системы, как и у обычных автодинов. Однако степень и вид этих искажений в данной системе зависят от амплитудных и фазовых соотношений компонентов автодинного отклика, и определяются значениями внутренних параметров парциальных генераторов, таких как, их неизохронность, амплитудное и частотное детектирование. Кроме того, степень искажений определяется также условиями внутренней взаимной связи между парциальными генераторами, значением относительной расстройки собственных частот парциальных генераторов и величиной параметра внешней обратной связи C_{oc} системы «генератор – объект локации».

Установлено, что парциальный генератор, у которого собственная добротность колебательной системы или выходная мощность больше, чем у второго парциального генератора, является стабилизирующим, он вызывает уменьшение величины автодинной девиации частоты генерации и, тем самым, степени искажения сигналов.

По сравнению с обычными автодинными системами, выполненными на основе одиночных генераторов, системы связанных автодинных генераторов обладают рядом положительных свойств. Благодаря значительно меньшей девиации частоты они обеспечивают улучшение формы сигналов при тех же уровнях отраженного излучения и расширение динамического диапазона автодинной системы.

Формирование сдвинутых по фазе двух сигналов дает возможность определять знак радиальной скорости отражающих объектов и использовать методы квадратурной обработки сигналов. Данные возможности значительно расширяют область применения автодинов при решении задач радиоволнового контроля параметров движения в физике быстропротекающих процессов, ближней, сверхближней радиолокации и измерительной технике.

4.5 Автодины с внешней синхронизацией в режиме захвата частоты

Эквивалентная схема синхронизированного автодина (СХАД), приведённая к плоскости АЭ, представлена на рисунке 4.20. На этой схеме по СВЧ $Y_{\text{кc}}$ отображает проводимость КС. Для случая одноконтурной КС выражение для этой проводимости с учётом нагрузки представлена в (2.1). Средняя за период колебаний «электронная» проводимость АЭ Y_3 , обладающего вольт-амперной характеристикой N -типа, как и ранее, считаем зависимой от амплитуды A и текущей частоты ω колебаний: $Y_3(A, \omega) = G_3(A, \omega) + jB_3(A, \omega)$.

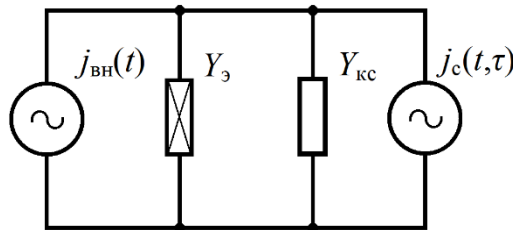


Рисунок 4.20. Эквивалентная схема синхронизированного автодина.

Генератор $j_{\text{вн}}(t) = \text{Re}(J_{\text{вн}} \exp j\omega_{\text{вн}}t)$ на схеме рисунке 4.20 отображает эквивалентный источник мгновенного тока внешнего синхронизирующего воздействия с амплитудой $J_{\text{вн}}$ и частотой $\omega_{\text{вн}}$, а генератор $j_c(t, \tau)$ – воздействие собственного отражённого от объекта локации сигнала.

После записи на основании законов Кирхгофа исходных уравнений для мгновенных значений токов и напряжений для схемы рисунка 4.20 был выполнен метод медленно меняющихся амплитуд переход к укороченным уравнениям для амплитуды A и фазы φ СХАД. Эти уравнения имеют следующий вид:

$$\frac{Q_{\text{н}}}{\omega_{\text{с}}} \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} + \frac{G_3 + G_{\text{кc}}}{2G_{\text{кc}}} = \Gamma(t, \tau) \eta \cos \delta(t, \tau) + k_{\text{вн}} \eta \cos \varphi, \quad (4.89)$$

$$\frac{Q_{\text{н}}}{\omega_{\text{с}}} \frac{d\varphi}{dt} + \frac{B_3 + B_{\text{кc}}}{2G_{\text{кc}}} = -\Gamma(t, \tau) \eta \sin \delta(t, \tau) - k_{\text{вн}} \eta \sin \varphi, \quad (4.90)$$

где $k_{\text{вн}} = J_{\text{вн}} / G_{\text{кc}} A$ – коэффициент, характеризующий относительный уровень внешнего воздействия на генератор.

Система нелинейных уравнений (4.89), (4.90) получена в рамках обычных приближений, применяемых для анализа автоколебательных систем, и обладает достаточной общностью для описания поведения СХАД при произвольных величинах времени запаздывания и амплитуд,

воздействующих на него от внешнего генератора и отраженного излучения. Кроме того, она описывает переходные процессы установления автодинного отклика и его установившиеся значения.

Нетрудно видеть, что система (4.89), (4.90) при величине $k_{\text{вн}} = 0$, когда внешнего воздействия нет, описывает работу обычного АД без синхронизации [193]. Если при этом, положить производные в левой части и величину Γ – в правой, равными нулю, получим известные выражения «баланса проводимостей» для нахождения амплитуды A_0 и частоты ω_0 стационарных колебаний автономного генератора [113-116]:

$$G_3(A_0, \omega_0) + G_{\text{кс}} = 0, \quad B_3(A_0, \omega_0) + B_{\text{кс}}(\omega_0) = 0. \quad (4.91)$$

При равенстве $\Gamma = 0$, когда отсутствует отражённое от объекта локации излучение, система (4.89), (4.90) описывает работу синхронизированного на частоте $\omega_{\text{вн}}$ автогенератора [116,127]. В этом случае, полагая в этих уравнениях производные равными нулю, получим основные соотношения для определения амплитуды $A_{\text{син}}^0$ и фазы φ_0 генерации в стационарном режиме синхронизированных автоколебаний:

$$[G_3(A_{\text{син}}^0, \omega_{\text{вн}}) + G_{\text{кс}}] / 2G_{\text{кс}} = k_{\text{вн}} \eta \cos \varphi_0, \quad (4.92)$$

$$[B_3(A_{\text{син}}^0, \omega_{\text{вн}}) + B_{\text{кс}}(\omega_{\text{вн}})] / 2G_{\text{кс}} = -k_{\text{вн}} \eta \sin \varphi_0. \quad (4.93)$$

Отличием уравнений (4.89), (4.90) от уравнений обычного АД (2.4), (2.5) является то, что их правую часть, связанную с синхронизирующим воздействием, не всегда можно считать малой. Во многих применениях уровень этого воздействия может значительно превышать уровень отражённого от объекта излучения. Поэтому при таких условиях эти уравнения нельзя линеаризовать вокруг стационарного **автономного** режима (4.91), как это обычно выполняется при анализе обычных (несинхронизированных) АД (см. раздел 2.2).

С учетом сделанного замечания полагаем, что относительный уровень отраженного излучения Γ мал, так что $\Gamma \ll 1$. При этом будем далее считать, что синхронизирующее воздействие также мало $k_{\text{вн}} \ll 1$ относительно амплитуды колебаний, но оно может вызывать существенные отклонения стационарного режима автономного генератора по сравнению с воздействием отражённого излучения: $k_{\text{вн}} \gg \Gamma$. Поэтому для описания автодинного эффекта далее выполним линеаризацию уравнений (4.89), (4.90) относительно стационарного режима **синхронных** колебаний, описываемых выражениями (4.92), (4.93). Кроме того, учтём, что при выполнении сильного неравенства $\Gamma \ll 1$, как показано в главе 2 и работах [19, 20], можно далее положить $\Gamma(t, \tau) = \Gamma$.

Отраженное излучение, действуя на КС генератора вызывает в нём автодинный эффект, который в отличие от обычных генераторов (см. главу 2) состоит в изменениях амплитуды $\Delta A = A - A_{\text{син}}^0$ и фазы $\tilde{\varphi} = \varphi - \varphi_0$ колебаний относительно их стационарных значений $A_{\text{син}}^0$ и φ_0 . При этом вариации амплитуды ΔA и фазы $\tilde{\varphi}$ в окрестности стационарного режима колебаний обычно по абсолютной величине являются достаточно малыми: $|\Delta A| \ll A_{\text{син}}^0$, $|\tilde{\varphi}| \ll 1$. Тогда систему (4.89), (4.90) с учётом принятых здесь обозначений и соотношений (4.92), (4.93) запишем для малых относительных изменений амплитуды $a = \Delta A / A_{\text{син}}^0$ и абсолютных изменений фазы $\tilde{\varphi}$ в следующем виде:

$$\frac{Q_{\text{н}}}{\omega_0} \frac{da}{dt} + \alpha_{11} a + k_{\text{вн}} \eta \sin \varphi_0 \tilde{\varphi} + \rho Q_{\text{н}} \frac{(\omega_{\text{вн}} - \omega_0)}{\omega_0} = \Gamma \eta \cos \delta(t, \tau), \quad (4.94)$$

$$\frac{Q_{\text{н}}}{\omega_0} \frac{d\tilde{\varphi}}{dt} + \beta_{11} a + k_{\text{вн}} \eta \cos \varphi_0 \tilde{\varphi} + Q_{\text{н}} \frac{(\omega_{\text{вн}} - \omega_0)}{\omega_0} = -\Gamma \eta \sin \delta(t, \tau), \quad (4.95)$$

где $\alpha_{11} = (A_0 / 2G_{\text{кс}})(\partial G_3 / \partial A)_0$, $\beta_{11} = (A_0 / 2G_{\text{кс}})(\partial B_3 / \partial A)_0$ – безразмерные параметры, характеризующие прочность предельного цикла и неизохронность генератора;

$$\varphi_0 = -(\theta_0 + \arcsin \chi_{\text{н}}), \quad (4.96)$$

$\theta_0 = \arctg \gamma$ – угол смещения фазовых характеристик; $\chi_{\text{н}} = (\omega_{\text{вн}} - \omega_0) / \Delta_m$ – нормированная расстройка частот $\omega_{\text{вн}}$ и ω_0 относительно полуширины полосы синхронизации генератора Δ_m ; $\Delta_m = k_{\text{вн}} (\omega_0 / Q_{\text{вн}}) [(1 + \gamma^2)^{1/2} / (1 - \gamma\rho)]$; $\gamma = \beta_{11} / \alpha_{11}$, $\rho = \varepsilon_{11} / Q_{\text{н}}$ – коэффициенты неизохронности и неизодромности СХАД соответственно; $\varepsilon_{11} = (\omega_0 / 2G_{\text{кс}}) [\partial(G_3 + G_{\text{кс}}) / \partial \omega]$ – параметр, характеризующий неизодромность генератора.

Уравнения (4.94), (4.95) в отличие от уравнений для обычных АД (2.10), (2.11) содержат слагаемые, обусловленные синхронизирующим воздействием. Перепишем уравнения (4.94), (4.95) в несколько ином виде:

$$\frac{da}{dt} + \frac{1}{\tau_a} a + \frac{\text{tg} \varphi_0}{\tau_{\varphi}} \tilde{\varphi} + \rho (\omega_{\text{вн}} - \omega_0) = \Gamma \frac{K_a}{\tau_a} \cos \delta(t, \tau), \quad (4.97)$$

$$\frac{d\tilde{\varphi}}{dt} + \frac{\gamma}{\tau_a} a + \frac{1}{\tau_{\varphi}} \tilde{\varphi} + (\omega_{\text{вн}} - \omega_0) = -\Gamma \frac{K_a}{\tau_a} \sin \delta(t, \tau), \quad (4.98)$$

где $K_a = \eta / \alpha$ – коэффициент автодинного усиления; τ_a , τ_{φ} – постоянные времени изменений (релаксации) амплитуды и фазы соответственно:

$$\tau_a = Q_{\text{н}} / \alpha_{11} \omega_0, \quad \tau_{\varphi} = Q_{\text{вн}} / k_{\text{вн}} \omega_0 \cos \varphi_0. \quad (4.99)$$

Полученная система линеаризованных уравнений (4.94), (4.95) и (4.97), (4.98) с учетом известного принципа дуальности обладает достаточной общностью для анализа автодинного эффекта в СХАД с любым типом АЭ (туннельные диоды, диоды Ганна и лавинно-пролётные диоды, полевые и биполярные транзисторы и др.). Эти уравнения, будут использоваться далее при исследовании квазистатических и динамических характеристик СХАД.

Сначала получим квазистатическое решение системы (4.97), (4.98). Для этого положим в (4.97), (4.98) производные равными нулю. Кроме того, в этих уравнениях учтём, что в синхронном режиме $\omega = \omega_{\text{вн}}$ и набег фазы отражённого СВЧ излучения $\delta(t, \tau) = \omega_{\text{вн}} \tau$. Тогда из образовавшейся системы алгебраических уравнений получим выражения для автодинных изменений фазы $\tilde{\varphi}(\tau)$ и амплитуды $a(\tau)$ СХАД:

$$\tilde{\varphi}(\tau) = -(Q_{\text{вн}} / k_{\text{вн}}) h_{\varphi} \chi - (\Gamma / k_{\text{вн}}) H_{\varphi} \sin(\omega_{\text{вн}} \tau + \theta), \quad (4.100)$$

$$a(\tau) = -K_a Q_{\text{вн}} h_a \chi + \Gamma K_a H_a \cos(\omega_{\text{вн}} \tau - \varphi_0), \quad (4.101)$$

где h_{φ} , h_a , H_{φ} , H_a – коэффициенты передачи, обусловленные внутренними параметрами генератора и условиями его синхронизации:

$$h_{\varphi} = \frac{1 - \gamma \rho}{(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0) \cos \varphi_0}, \quad h_a = \frac{\rho - \operatorname{tg} \varphi_0}{(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0)}, \quad (4.102a)$$

$$H_{\varphi} = \frac{(1 + \gamma^2)^{1/2}}{(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0) \cos \varphi_0}, \quad H_a = \frac{1}{(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0) \cos \varphi_0}. \quad (4.103b)$$

Как видно из (4.100), (4.101) первые члены правых частей определяют уровень постоянной составляющей относительно стационарного режима автономного генератора, которая обусловлена действием только внешнего синхронизирующего сигнала. Вторые члены в этих выражениях связаны с воздействием отражённого СВЧ излучения, они определяют формирование зависимостей мгновенных значений изменений амплитуды и фазы колебаний от времени запаздывания τ отражённого излучения.

Первую зависимость в теории АД, как отмечалось выше, принято называть амплитудной характеристикой [193], вторую назовем фазовой характеристикой СХАД. В отличие от характеристик обычных (несинхронизированных) АД характеристики СХАД, как видно из (4.100), (4.101), являются гармоническими функциями времени запаздывания τ отражённого излучения.

На рисунке 4.21 представлены графики зависимостей коэффициентов $h_{\varphi}(\chi_{\text{н}})$, $h_a(\chi_{\text{н}})$,

$H_\phi(\chi_n)$ и $H_a(\chi_n)$, рассчитанные согласно (4.102) с учетом (4.96) при различных значениях коэффициента неизохронности γ .

Из графиков рисунка 4.21,а видно, что функция $h_\phi(\chi_n)$ обладает центральной симметрией относительно начала координат. При этом вариации коэффициентов γ и ρ , как показали расчеты, вызывают лишь изменения угла наклона кривых. Функция $h_a(\chi_n)$ в случае изохронного генератора, когда $\gamma = 0$, обладает осевой симметрией (см. кривую 1 на рисунке 4.21,б). При этом вариации коэффициентов γ и ρ вызывают нарушения этой симметрии при сохранении значительного роста коэффициентов $h_\phi(\chi_n)$ и $h_a(\chi_n)$ на краях полосы синхронизации (см. кривые 2 и 3 на рисунке 4.21,б).

Графики зависимостей $H_\phi(\chi_n)$ и $H_a(\chi_n)$ (см. кривые рисунка 4.21,в, г) обладают осевой симметрией относительно оси ординат при всех вариациях коэффициента γ . В центре полосы синхронизации коэффициенты передачи имеют наименьшие значения, а к краям полосы синхронизации наблюдается их быстрый рост. При этом значение коэффициента передачи $H_a(\chi_n)$ в центре полосы синхронизации изохронного ($\gamma = 0$) СХАД равно единице (см. кривую 1 на рисунке 4.21,г). Поэтому в этой области расстройки χ_n значения коэффициентов автодинного усиления САД и обычного АД совпадают. В случае неизохронного генератора ($\gamma \neq 0$) результирующий коэффициент передачи СХАД, равный произведению $K_a H_a$, за счет снижения величины H_a (см. кривые 2 и 3 на рисунке 4.21,г) имеет меньшие значения, чем величина коэффициента автодинного усиления обычного АД K_a . При этом, если внести начальную расстройку между частотами $\omega_{\text{вн}}$ и ω_0 ближе к краю полосы синхронизации, то в СХАД имеется возможность значительного увеличения коэффициента передачи автодинного сигнала по сравнению с обычным АД, что было установлено также в [55,56,169, 170].

Необходимо отметить, что сделанные здесь выводы справедливы при соблюдении неравенства: $T_a \gg \tau_a$, где $T_a = 2\pi / \Omega_d$ – период автодинного сигнала, Ω_d – его частота, равная доплеровской частоте [193]. Это неравенство выполняется при условии достаточно «медленного» перемещения отражающего объекта, при котором АД успевает «реагировать» на изменения фазы $\delta(t, \tau)$ коэффициента отражения. Для более точного определения предельных возможностей СХАД далее рассмотрим его динамические характеристики в случае «быстрого» перемещения объекта локации.

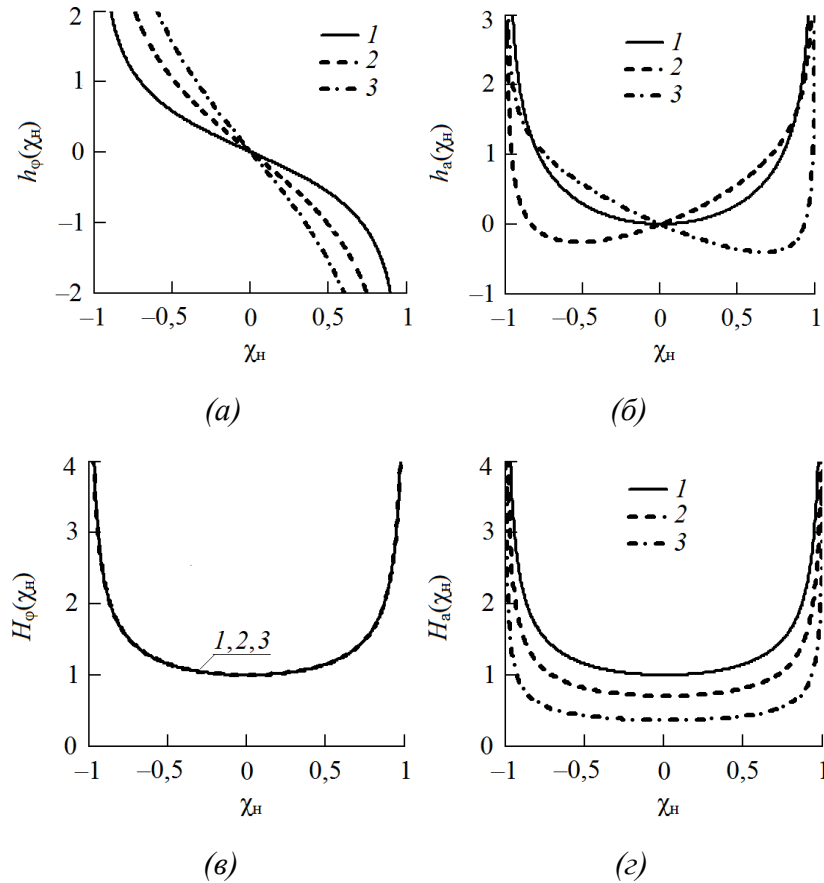


Рисунок 4.21. Графики зависимостей $h_\varphi(\chi_H)$ (а), $h_a(\chi_H)$ (б), $H_\varphi(\chi_H)$ (в) и $H_a(\chi_H)$ (г), рассчитанные при различных значениях коэффициента γ : $\gamma = 1,5$ (кривые 1), $\gamma = 0$ (кривые 2), $\gamma = -2,5$ (кривые 3).

Для определения динамических характеристик СХАД, используя разработанный в разделе 2.5 метод, зададим в системе уравнений (4.97), (4.98) начальные условия взаимодействия генератора с отраженным от движущегося объекта локации СВЧ излучением, когда $\tau \equiv \tau(t)$. При условии постоянства скорости движения набег фазы $\delta(t, \tau)$ запишем следующим образом:

$$\delta(t, \tau) = \omega_{\text{вн}} \tau(t) = \Omega_d t + \delta_0, \quad (4.104)$$

где $\delta_0 = \omega_{\text{вн}} \tau_0$ – начальная фаза доплеровского сигнала, которую в дальнейшем полагаем равной нулю. После преобразования системы (4.97), (4.98) с учётом (4.104) и исключения из анализа постоянной составляющей, получим два независимых уравнения второго порядка для относительных изменений амплитуды a и абсолютных изменений фазы $\tilde{\varphi}$ в виде:

$$\frac{d^2 a}{dt^2} + \frac{\tau_a + \tau_\varphi}{\tau_a \tau_\varphi} \frac{da}{dt} + \frac{1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0}{\tau_a \tau_\varphi} a = \frac{\Gamma K_a}{\tau_a \tau_\varphi} \left[\cos \Omega_d t + (\operatorname{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega) \sin \Omega_d t \right], \quad (4.105)$$

$$\frac{d^2 \tilde{\varphi}}{dt^2} + \frac{\tau_a + \tau_\varphi}{\tau_a \tau_\varphi} \frac{d\tilde{\varphi}}{dt} + \frac{1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0}{\tau_a \tau_\varphi} \tilde{\varphi} = -\frac{\Gamma K_a}{\tau_a^2} \left[\sin \Omega_d t + (\gamma + \Omega) \cos \Omega_d t \right], \quad (4.106)$$

где $k_{\Omega} = \Omega_{\varphi} / \Omega = 1 / U_{\text{вн}} \cos \varphi_0$ – коэффициент, характеризующий соотношение нормированных частот $\Omega = \tau_a \Omega_d$ и $\Omega_{\varphi} = \tau_{\varphi} \Omega_d$; $U_{\text{вн}} = k_{\text{вн}} K_a$ – относительный уровень внешнего воздействия с учётом его автодинного усиления.

Правые части уравнений (4.104), (4.106) являются тригонометрическими функциями времени. Поэтому общие решения этих уравнений ищем в виде функций: $a(t) = Z_s \sin \Omega_d t + Z_c \cos \Omega_d t$ и $\Delta \varphi(t) = W_s \sin \Omega_d t + W_c \cos \Omega_d t$, где Z_s, Z_c, W_s, W_c – искомые множители при синусе (индекс «s») и косинусе (индекс «c»). После ряда элементарных преобразований полученных решений запишем окончательные выражения для установившихся значений динамических изменений фазы $\tilde{\varphi}(t)$, амплитуды $a(t)$ и частоты $\tilde{\omega}_a(t) = d[\tilde{\varphi}(t)] / dt$ СХАД после ряда элементарных преобразований запишем в виде:

$$\tilde{\varphi}(t) = -(\Gamma / k_{\text{вн}}) H_{\varphi} \Phi_d(\Omega) \sin[\Omega_d t + \theta_d(\Omega)], \quad (4.107)$$

$$a(t) = \Gamma K_a H_a K_d(\Omega) \cos[\Omega_d t + \psi_d(\Omega)], \quad (4.108)$$

$$\tilde{\omega}_a(t) = -(\Gamma / k_{\text{вн}}) H_{\varphi} D_d(\Omega) \cos[\Omega t + \theta_d(\Omega)], \quad (4.109)$$

$\Phi_d(\Omega), K_d(\Omega), D_d(\Omega)$ – коэффициенты, определяющие формирование амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) коэффициентов передачи автодинных изменений фазы, амплитуды колебаний и частоты в динамическом режиме СХАД;

$$\Phi_d(\Omega) = \sqrt{w_s^2(\Omega) + w_c^2(\Omega)} / H_{\varphi} \cos \varphi_0; \quad (4.110)$$

$$K_d(\Omega) = \sqrt{z_s^2(\Omega) + z_c^2(\Omega)}, \quad (4.111)$$

$$D_d(\Omega) = \Omega \Phi_d(\Omega); \quad (4.112)$$

$\theta_d(\Omega), \psi_d(\Omega)$ – углы «динамического» смещения изменений фазы и относительных изменений амплитуды колебаний СХАД соответственно:

$$\theta_d(\Omega) = \arctg[w_c(\Omega) / w_s(\Omega)]; \quad (4.113)$$

$$\psi_d(\Omega) = \arctg[z_s(\Omega) / z_c(\Omega)], \quad (4.114)$$

$z_s(\Omega), z_c(\Omega), w_s(\Omega), w_c(\Omega)$ – нормированные относительно значений H_a и H_{φ} квадратурные множители:

$$z_s(\Omega) = \frac{Z_s}{H_a} = \frac{(\text{tg} \varphi_0 - k_{\Omega} \Omega)(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_{\Omega} \Omega^2) + (1 + k_{\Omega}) \Omega}{H_a [(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_{\Omega} \Omega^2)^2 + (1 + k_{\Omega})^2 \Omega^2]}, \quad (4.115)$$

$$z_c(\Omega) = \frac{Z_c}{H_a} = \frac{(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_{\Omega} \Omega^2) - (\text{tg} \varphi_0 - k_{\Omega} \Omega)(1 + k_{\Omega}) \Omega}{H_a [(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_{\Omega} \Omega^2)^2 + (1 + k_{\Omega})^2 \Omega^2]}, \quad (4.116)$$

$$w_s(\Omega) = \frac{W_s}{H_\varphi} = \frac{(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2) + (\gamma + \Omega)(1 + k_\Omega)\Omega}{H_\varphi [(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2)^2 + (1 + k_\Omega)^2 \Omega^2]} \cos \varphi_0, \quad (4.117)$$

$$w_c(\Omega) = \frac{W_c}{H_\varphi} = \frac{(\gamma + \Omega)(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2) - (1 + k_\Omega)\Omega}{H_\varphi [(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2)^2 + (1 + k_\Omega)^2 \Omega^2]} \cos \varphi_0. \quad (4.118)$$

Анализ выражений (4.107) – (4.118) ввиду их сложности выполним численным методом, вводя вариации параметров. При этом будем учитывать, что в СХАД величины τ_a и, соответственно, $\Omega = \tau_a \Omega_d$ не зависят от режима синхронизации. Однако постоянная времени τ_φ в зависимости от условий синхронизации может изменяться в широких пределах. Как видно из (4.99), она имеет наименьшее значение $\tau_\varphi^{\min} = Q_{\text{вн}} / k_{\text{вн}} \omega_0$ в центре полосы синхронизации и резко возрастает на её краях. Кроме того величина τ_φ зависит от относительного уровня $k_{\text{вн}}$ внешнего синхронизирующего воздействия.

На рисунках 4.22, 4.23 представлены результаты вычислений в виде графиков АЧХ коэффициентов передачи автодинных изменений фазы $\Phi_d(\Omega)$ и амплитуды $K_d(\Omega)$ колебаний СХАД согласно (4.110), (4.111) при различных значениях параметров k_Ω , $U_{\text{вн}}$, χ_n и γ .

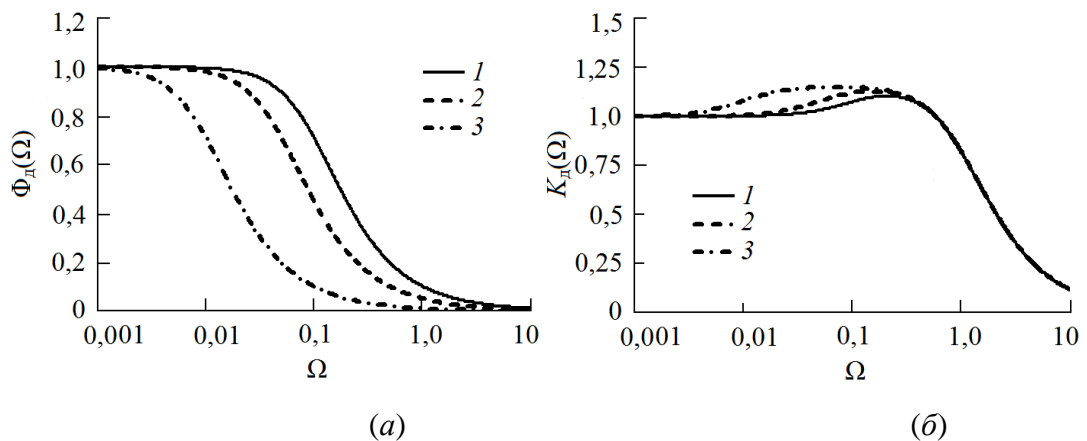


Рисунок 4.22. Графики АЧХ $\Phi_d(\Omega)$ (а) и $K_d(\Omega)$ (б), рассчитанные для случая $\gamma = 0$, $\chi_n = 0$ и при вариации уровня внешнего воздействия $U_{\text{вн}}$: $U_{\text{вн}} = 0,1$ (кривые 1), $U_{\text{вн}} = 0,05$ (кривые 2), $U_{\text{вн}} = 0,01$ (кривые 3).

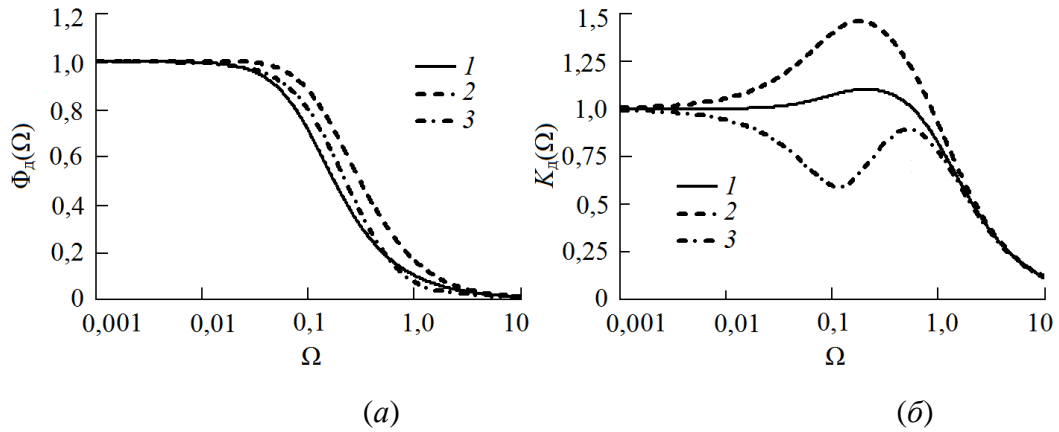


Рисунок 4.23. Графики АЧХ $\Phi_d(\Omega)$ (а) и $K_d(\Omega)$ (б), рассчитанные при $U_{\text{вн}} = 0,1$, $\chi_n = 0$ и вариации коэффициента неизохронности γ : $\gamma = 0$ (кривая 1), $\gamma = 1$ (кривая 2), $\gamma = -1$ (кривая 3).

Из графиков рисунков 4.22,а и 4.23,а, а также результатов расчета при иных значениях параметров k_Ω , $U_{\text{вн}}$, χ_n и γ следует, что АЧХ коэффициентов передачи автодинных изменений фазы $\Phi_d(\Omega)$ СХАД являются монотонными функциями частоты. При превышении частоты Ω автодинного сигнала граничного значения $\Omega_{\text{гр}}^\phi$ величина коэффициента передачи $\Phi_d(\Omega)$ резко спадает. Этот спад АЧХ объясняется инерционностью процесса синхронизации генератора, при котором фаза колебаний синхронизированного генератора не успевает реагировать на быстрые изменения набега фазы $\delta(t, \tau)$. При этом граничная частота коэффициента передачи $\Phi_d(\Omega)$ по уровню $1/2^{1/2}$ определяется постоянной времени τ_ϕ , как у обычного инерционного звена первого порядка:

$$\Omega_{\text{гр}}^\phi = 1/\tau_\phi = k_{\text{вн}}(\omega_0/Q_{\text{вн}})\cos\varphi_0, \quad (4.119)$$

Из анализа графиков рисунков 4.22,б и 4.23,б следует, что АЧХ коэффициента передачи $K_d(\Omega)$ автодинных изменений амплитуды колебаний СХАД не являются монотонными функциями частоты Ω автодинного отклика. Вид этих функций в значительной степени определяется условиями синхронизации (значением параметров $U_{\text{вн}}$ и χ_n), соотношения k_Ω постоянных времени τ_a и τ_ϕ , а также величиной и знаком коэффициента неизохронности γ .

Причина неравномерности АЧХ коэффициента передачи $K_d(\Omega)$ связана с внутренней «интерференцией» составляющих автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний. Первая составляющая связана с преобразованием изменений фазы $\tilde{\varphi}(t)$ СВЧ генератора в изменения амплитуды его колебаний (см. третий член левой части (4.94)). Вторая составляющая

обусловлена изменениями набега фазы $\delta(t, \tau)$ отраженного СВЧ излучения (см. правую часть (4.94)). Динамические смещения фазы $\theta_d(\Omega)$ автодинного отклика в зависимости от частоты Ω , как показали вычисления согласно (4.113), вызывают изменения фазовых соотношений между этими слагаемыми. Поэтому результирующий отклик по изменению амплитуды $a(t)$ колебаний возрастает на тех частотах, на которых составляющие синфазные и ослабляется на частотах с противофазными слагаемыми.

Теперь рассмотрим поведение автодинных динамических изменений частоты генерации (4.109). На рисунке 4.24 представлены результаты расчета согласно (4.110) и (4.112) с учетом (4.117), (4.118) семейства графиков АЧХ $\Phi_d(\Omega)$ и $D_d(\Omega)$, полученных для изохронного генератора ($\gamma = 0$), при различных уровнях синхронизирующего сигнала. На рисунке 4.25 приведены графики АЧХ $D_d(\Omega)$ для различных случаев изохронного и неизохронного генератора ($\gamma \neq 0$) при вариации условий синхронизации генератора. Отметим, что на графиках рисунков 4.24 и 4.25 частоте $\Omega = 1$ соответствует граничная частота $\Omega_{гр}^a$ по уровню $1/2^{1/2}$ обычного АД без синхронизации: $\Omega_{гр}^a = 1/\tau_a$. На практике значение τ_a , например, в 8-мм диапазоне длин волн для генераторов на диодах Ганна может составлять порядка 1нс [198,207,208]. При этом граничная частота может достигать значения $\Omega_{гр}^a \approx 2\pi \times 150 \times 10^6$.

Из графиков рисунков 4.24,б и 4.25 видно, что в случае неподвижного объекта, когда $\Omega = 0$, коэффициент $D_d(\Omega) = 0$, а девиация частоты отсутствует. В случае перемещения объекта локации, когда частота автодинного сигнала находится в области низких частот, где $\Omega < \Omega_{гр}^p$, величина $D_d(\Omega)$ возрастает пропорционально частоте Ω и, соответственно, скорости движения объекта. В области высоких частот, где $\Omega > \Omega_{гр}^p$, из-за инерционности процесса синхронизации автодинная девиация частоты $\Delta\omega_{сАД}$ изохронного генератора (см. рисунок 4.24,б) существенно не изменяется. В случае неизохронного генератора (см. графики рисунка 4.25) в области соизмеримых с $\Omega_{гр}^p$ частот Ω наблюдается неравномерность АЧХ. При этом вид АЧХ коэффициента $D_d(\Omega)$ в значительной степени определяется условиями синхронизации (значением параметров $U_{вн}$ и χ_n), а также величиной и знаком коэффициента неизохронности γ .

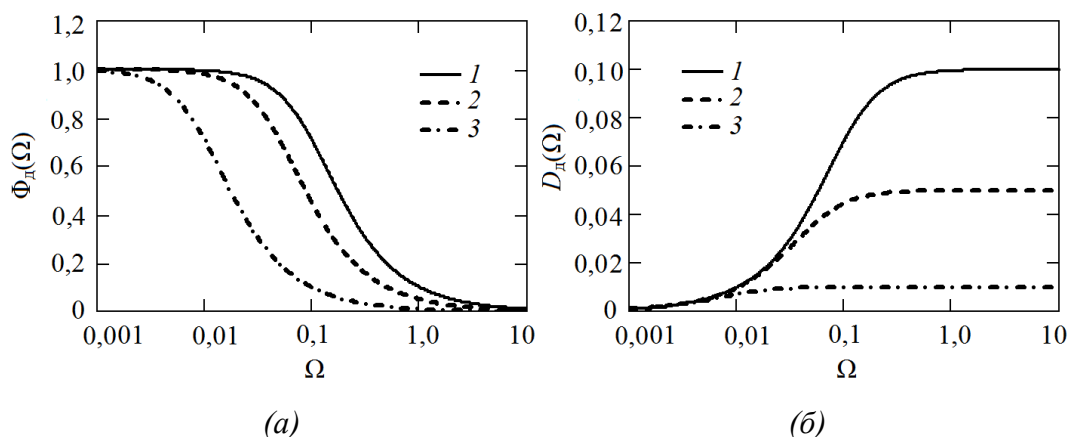


Рисунок 4.24. Графики АЧХ коэффициентов $\Phi_d(\Omega)$ (а) и $D_d(\Omega)$ (б), рассчитанные для случая $\gamma = 0$, $\chi_n = 0$ и при вариации уровня внешнего воздействия $U_{вн}$: $U_{вн} = 0,1$ (кривые 1), $U_{вн} = 0,05$ (кривые 2), $U_{вн} = 0,01$ (кривые 3).

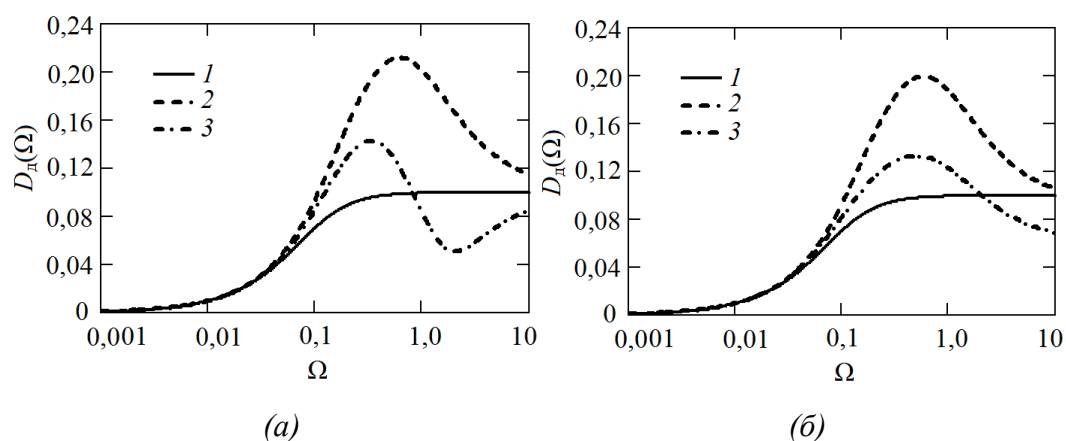


Рисунок 4.25. Графики АЧХ $D_d(\Omega)$, рассчитанные при $U_{вн} = 0,1$ для случая (а) при $\chi_n = 0$ и вариации γ : $\gamma = 0$ (кривая 1), $\gamma = 1,5$ (кривая 2), $\gamma = -1,5$ (кривая 3) и для случая (б) при $\gamma = 1,5$ и вариации начальной расстройки χ_n : $\chi_n = 0$ (кривая 1), $\chi_n = 0,4$ (кривая 2), $\chi_n = 0,8$ (кривая 3).

Причина неравномерности АЧХ коэффициента $D_d(\Omega)$ в области частот $\Omega > \Omega_{гр}^\varphi$ также как неравномерность коэффициента $K_d(\Omega)$, связана с внутренней «интерференцией» составляющих автодинного отклика по изменению фазы $\tilde{\varphi}(t)$ колебаний. Первая составляющая связана с преобразованием изменений амплитуды $a(t)$ в изменения фазы $\tilde{\varphi}(t)$ колебаний СВЧ генератора (см. второй член левой части (4.98)). Вторая составляющая обусловлена изменениями набега фазы $\delta(t, \tau)$ отражённого СВЧ излучения (см. правую часть (4.98)). Динамические смещения фазы $\theta_d(\Omega)$ автодинного отклика в зависимости от частоты Ω , как показали вычисления согласно (4.113), вызывают изменения фазовых соотношений между этими слагаемыми. Поэтому результирующий отклик по изменению частоты $\tilde{\omega}_a(t)$ возрастает на тех частотах, на которых обе

составляющие синфазные и ослабляется на частотах с противофазными слагаемыми.

Необходимо отметить, что рабочие частоты сигналов автодинных СБРЛ обычно находятся в области низких частот, где $\Omega \in 0...0,01$. Из графиков рисунка 4.24,а видно, что на этом участке АЧХ можно принять $\Phi_d(\Omega) = 1$. Кроме того, упростим (4.110), полагая в полосе синхронизации коэффициент передачи $H_\phi \approx 1/\cos\phi_0$. Тогда автодинную девиацию частоты СХАД в (4.112) можно рассчитывать по следующей упрощенной формуле: $\Delta\omega_{\text{СХАД}} \approx \Gamma\Omega_d / k_{\text{вн}} \cos\phi_0$. Для сравнения величин автодинной девиации частоты СХАД и обычного АД $\Delta\omega_{\text{АД}} \approx \Gamma\omega_0 / Q_{\text{вн}}$ [193] при одном и том же уровне отражённого СВЧ излучения возьмём их отношение и в дополнение учтем формулу для расчета частоты Доплера $\Omega_d = 2V_{\text{рад}}\omega_0 / c$:

$$\frac{\Delta\omega_{\text{АД}}}{\Delta\omega_{\text{СХАД}}} \approx \frac{\omega_0 k_{\text{вн}} \cos\phi_0}{\Omega_d Q_{\text{вн}}} = \frac{c k_{\text{вн}} \cos\phi_0}{2Q_{\text{вн}} V_{\text{рад}}}, \quad (4.120)$$

где $V_{\text{рад}}$ – радиальная составляющая относительной скорости объекта локации; c – скорость распространения СВЧ излучения.

Из формулы (4.120) видно, что вариацией параметров $k_{\text{вн}}$ и ϕ_0 имеется возможность выбирать требуемые значения девиации частоты СХАД. Расчёт по этой формуле при значениях $Q_{\text{вн}} = 150$, $k_{\text{вн}} = 0,1$, $V_p = 1000\text{м/с}$ и $\cos\phi_0 = 1$ дает выигрыш от применения СХАД $\Delta\omega_{\text{АД}} / \Delta\omega_{\text{СХАД}} = 100$. Таким образом, внешняя синхронизация генератора значительно уменьшает величину автодинной девиации частоты и, тем самым, эффективно решает проблему борьбы с ангармоническими искажениями сигналов АД.

Для выполнения экспериментальных исследований использовался несколько видоизмененный стенд, подробно описанный в Приложении П1. При этом а качестве объекта исследований нами использовался гибридно-интегральный генераторный модуль 8-мм диапазона «Тигель-08М», описание которого дано в Приложении П2.

Исследуемый генераторный модуль в этом стенде связан с имитатором доплеровского сигнала через последовательное соединение двух направленных ответвителей, переменного аттенюатора и отрезка волноводного тракта длиной 12 м. Боковое плечо первого ответвителя связано с измерительным генератором, сигнал которого служит для синхронизации генераторного модуля. Его выходная мощность составляла 1мВт, при этом полуширина полосы синхронизации генератора равнялась $\Delta_m = 2\pi \times 50 \times 10^6$. Через боковое плечо второго ответвителя часть мощности модуля подавалась на вход измерителя девиации частоты для получения сигнала $u_\omega(t)$, пропорционального автодинным изменениям частоты генерации

модуля.

Переменным аттенюатором в волноводном тракте устанавливалась величина затухания 30дБ, при которой автодинная девиация частоты составляла $\Delta\omega_{\text{АД}} \approx 2\pi \times 1,3 \times 10^6$. При этих условиях обеспечивалась расчетная величина параметра $C_{\text{ос}} \approx 0,8$. Обычно при такой величине $C_{\text{ос}}$ сигналы АД имеют заметный уровень ангармонических искажений, что подтверждается представленными на рисунке 4.26, *a* осциллограммами сигналов $u_a(t)$ и $u_o(t)$.

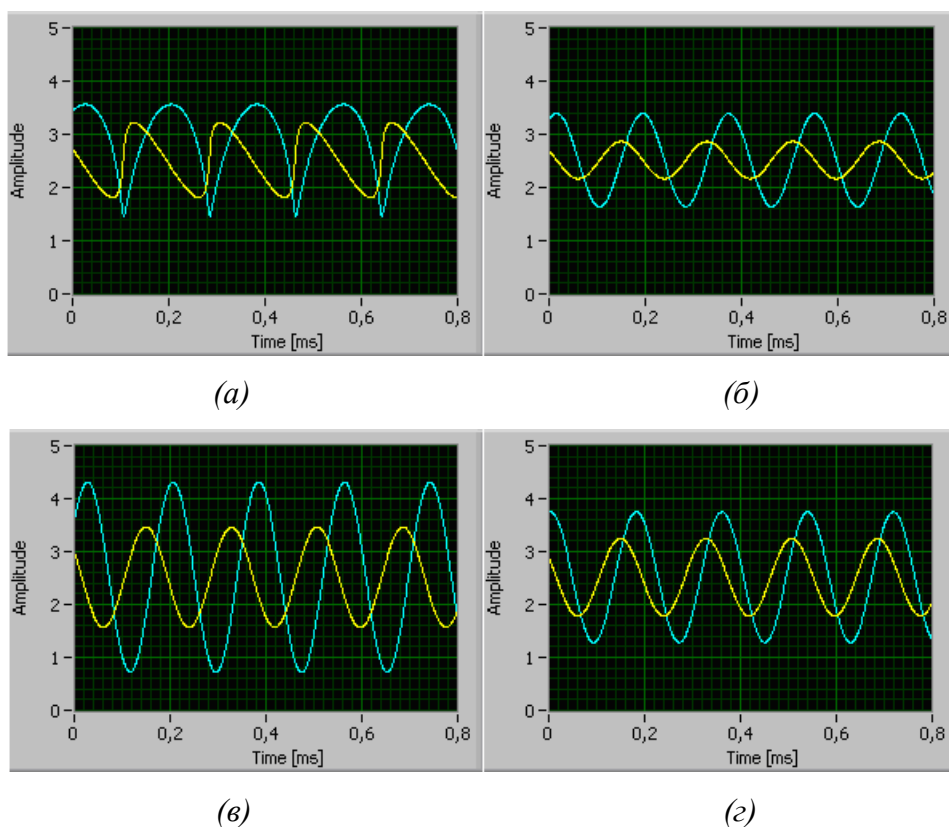


Рисунок 4.26. Осциллограммы сигналов $u_a(t)$ (голубой трек) и $u_o(t)$ (желтый трек) СХАД на диоде Ганна, полученные при отсутствии синхронизации (*a*); и при её наличии для случаев, когда $\chi_n = 0$ (*б*), $\chi_n = -0,4$ (*в*) и $\chi_n = 0,4$ (*г*).

Остальные осциллограммы на рисунке 4.26, (*б–г*) получены при подаче на генераторный модуль сигнала синхронизации и при различных значениях нормированной расстройки χ_n . Из этих осциллограмм видно, что сигналы $u_a(t)$ и $u_o(t)$ СХАД являются практически гармоническими. Величина автодинной девиации частоты модуля получена $\Delta\omega_{\text{САД}} \approx 2\pi \times 0,5 \times 10^3$, т.е. выигрыш составляет $\Delta\omega_{\text{АД}} / \Delta\omega_{\text{САД}} = 2600$ раз. При этом следует заметить, что в середине полосы синхронизации девиация частоты СХАД наименьшая (см. рисунок 4.26, *б*), а при приближении к ее краям – она возрастает, причем асимметрично (см. рисунок 4.26, *в*, *г*). Скорость движения отражателя имитатора доплеровского сигнала при

выполнении описанных опытов поддерживалась постоянной около 20м/с. Увеличение скорости отражателя сопровождалось соответствующим ростом частоты сигналов $u_a(t)$ и $u_o(t)$, а также амплитуды сигнала $u_o(t)$.

Для экспериментального исследования АЧХ СХАД в широком диапазоне частот использовался косвенный метод их получения, известный как метод «модуляционных характеристик» [207,208]. Косвенный, поскольку прямые измерения этих характеристик с помощью известных нам типов ДИС невозможны из-за их ограниченного быстродействия. Для снятия АЧХ в широком диапазоне частот ДИС был заменен диодным модулятором, работающим на отражение (см. рисунок 29, [62]). Рабочая точка на характеристике диода модулятора была выбрана в середине линейного участка его прямого смещения. На диод через разделительный конденсатор с выхода измерителя комплексных коэффициентов передачи «Обзор-103» подводился модулирующий сигнал уровня 2дБм. При этом на вход измерителя подавался автодинный сигнал с выхода детекторного диода генераторного модуля «Тигель-08М». Длина волноводного тракта от АГ до диодного модулятора составляла 0,22м, затухание аттенюатора в этом тракте устанавливалось около 15дБ, диапазон анализируемых частот $\Omega/2\pi$ задавался от 0,3 до 300 МГц.

На рисунке 4.27 приведены экспериментальные АЧХ, полученные при отсутствии воздействия на АГ синхронизирующего сигнала (см. кривую 1) и для различных условий синхронизации. Для случая, когда частота $\omega_{вн}$ «внешнего» синхронизирующего сигнала соответствует частоте ω_0 , получена АЧХ в виде кривой 2. Для случаев, когда имеются начальные расстройки частоты $\omega_{вн}$ вниз и вверх относительно частоты ω_0 на величину $\chi_n = 0,8$, получены АЧХ, представленные кривыми 3 и 4 соответственно.

АЧХ генераторного модуля без синхронизации (см. кривую 1), является равномерной в широком диапазоне частот. Граничная частота этой характеристики по уровню $1/2^{1/2}$ составляет около 120МГц. При этом величина постоянной времени τ_a изменений амплитуды получена $1,3 \times 10^{-9}$ с. Это значение τ_a согласуется с данными, представленными в [207,208]. В случае СХАД АЧХ модуля, как видно из кривых 2 – 4 на рисунке 4.27, может иметь существенную неравномерность в области единиц и десятков МГц. Эта неравномерность и «асимметрия» АЧХ 3 и 4 относительно АЧХ 2 объясняется различием начальной фазы φ_0 для характеристики $\psi_d(\Omega = 0)$ при смене знака нормированной расстройки χ_n (4.96), а также различием дальнейшего хода зависимости $\psi_d(\Omega)$ с увеличением частоты Ω . Изменение фазы φ_0 , как видно из (4.96),

изменяет также постоянную времени τ_ϕ , влияющую на значение граничной частоты $\Omega_{гр}^\phi$ и, тем самым, на частоту прогиба АЧХ 3 и 4. Граничная частота АЧХ, под цифрой «3», при этом получена порядка 1.2...3 МГц. Отметим, что этого диапазона частот с равномерной АЧХ вполне достаточно для регистрации перемещений объектов локации до скоростей 4.8...12 км/с.

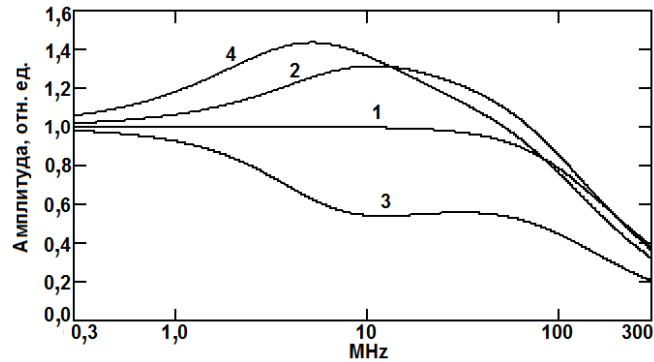


Рис. 4.27. АЧХ коэффициентов передачи автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний, полученные экспериментально для АД на диоде Ганна при отсутствии синхронизации (кривая 1) и при ее наличии для случаев, когда $\chi_n = 0$ (кривая 2), $\chi_n = -0,8$ (кривая 3) и $\chi_n = 0,8$ (кривая 4).

Резюмируя настоящий раздел, отметим, что в итоге выполненных исследований разработана математическая модель автодинного приемопередатчика, стабилизированного по частоте сигналом от дополнительного генератора. Получены основные соотношения для расчета его сигнальных характеристик как при квазистатически медленном перемещении объекта локации, так и при высоких скоростях движения, когда период автодинного сигнала соизмерим с постоянными времени автодинного отклика. Установлено, что синхронизация автодина от внешнего генератора исключает характерные обычным (нестабилизированным) автодинам ангармонические искажения сигналов, что способствует расширению их динамического диапазона. Показано, что в синхронизированном автодине путем внесения начальной расстройки между частотами внешнего генератора и собственной частотой автодина в пределах полосы синхронизации имеется возможность значительного увеличения коэффициента передачи автодинного сигнала по сравнению с обычными автодинами.

Установлено, что инерционность процесса фазовой синхронизации генератора вызывает неравномерность формирования амплитудно-частотных характеристик коэффициента передачи синхронизированного автодина по изменению амплитуды колебаний в области высоких частот. Однако эта неравномерность при правильном выборе параметров синхронизации не является препятствием для регистрации сигналов во всем диапазоне существующих на практике скоростей движения объектов локации.

Результаты выполненных экспериментальных исследований подтвердили адекватность разработанной математической модели СХАД в отношении анализа автодинных параметров и характеристик как при квазистатически малых, так и больших скоростей движения объектов локации. Из результатов выполненных исследований следует также вывод о перспективности разработки интегральных автодинных модулей с синхронизацией частоты от дополнительного маломощного генератора. Особую актуальность такое техническое решение имеет в диапазоне миллиметровых и более коротких волн.

4.6 Выводы

1. В результате выполненных исследований САД установлено, что основные параметры данных АД, такие как коэффициенты автодетектирования и автодинного усиления у них практически такие же, как и у обычных (не стабилизированных) АД. Кроме того, им также свойственны искажения сигналов, как и обычным АД, но уровень этих искажений существенно ниже вследствие меньшего значения величины автодинной девиации частоты, что существенно расширяет динамический диапазон СБРЛ.

Степень уменьшения девиации частоты и параметра внешней обратной связи САД предложено характеризовать коэффициентом стабилизации, который показывает во сколько раз величина автодинной девиации частоты исследуемого генератора меньше, чем у обычного АД при одном и том же уровне отражённого излучения. Данный параметр, характеризующий выигрыш САД по ряду основных параметров автодинной системы, является одним из важнейших.

Стабилизация частоты АД с помощью дополнительного высокочастотного резонатора способствует исключению нестационарности шумовых характеристик и улучшению иных тактико-технических показателей автодинных систем при одном и том же уровне отражённого излучения. Например, введением некоторой расстройки стабилизирующего резонатора относительно частоты генерации можно несколько увеличить потенциал системы, поскольку при этом амплитудная и автодетекторная чувствительность АД к отражённому сигналу возрастает, а уровень шумов сохраняется практически прежним.

Полученные результаты исследований показали преимущества автодинов со стабилизацией частоты перед обычными (нестабилизованными) автодинами и целесообразность разработки и производства новых типов монолитных и гибридно-интегральных автодинных модулей миллиметрового диапазона, стабилизированных дополнительным высокочастотным резонатором.

2. Разработана математическая модель автодинного датчика с внешними детекторами.

Получены основные соотношения для расчёта его сигнальных характеристик при регистрации сигналов в цепи питания генератора и с помощью внешних детекторов, устанавливаемых между генераторной секцией и антенной. Из результатов выполненных теоретических и экспериментальных исследований следует, что формирование сигналов, снимаемых с внешнего детектора, а также их фазовые сдвиги относительно сигналов, регистрируемых в цепи питания генератора, зависят как от величины коэффициента автодинного усиления генератора, так и от фазового расстояния между секциями.

3. Установлено, что в автодинном модуле с двумя внешними детекторами, помещенными между генератором и антенной, в случае высокого значения коэффициента автодинного усиления оба сигнала, регистрируемые на выходах детекторов, находятся в фазе. В случаях малой величины коэффициента автодинного усиления выходные сигналы детекторных диодов имеют сдвиг фаз между собой, который определяется относительным разносом между диодами в передающей линии. Аналогичная зависимость сдвига фаз сигналов имеет место в случае развязки генераторной и детекторной секций. Тогда при условии разноса диодов кратно нечётному числу в одну восьмую длины волны в линии, сдвиг фаз между сигналами находится в квадратуре.

Для уменьшения степени искажения сигналов целесообразно снижение величины автодинной девиации частоты. Это достигается или увеличением эквивалентной добротности колебательной системы (применением стабилизации частоты с помощью дополнительного высокодобротного резонатора) или установкой развязывающего вентиля между секцией генератора и диодной секцией. Кроме того, для этой цели возможно применение автодина с синхронизацией частоты от дополнительного маломощного СВЧ генератора.

Из результатов выполненных исследований следует вывод о перспективности разработки интегральных автодинных модулей с квадратурным детектированием. При этом необходимо дополнительно решить конструкторско-технологические вопросы, связанные с освоением монолитных интегральных схем квадратурных детекторов, а также СВЧ генераторов на диоде Ганна, интегрированных с высокодобротным резонатором. Это позволит свести технологию изготовления приёмопередающих модулей к принципу «поставил и забыл», что значительно снижает их себестоимость.

4. В результате проведенных исследований автодинного эффекта системы двух взаимно синхронизированных парциальных генераторов при сильной связи, установлено следующее. Воздействие на один из генераторов собственного излучения, полученного от движущегося отражающего объекта, вызывает формирование автодинного отклика в виде периодических изменений параметров автоколебательной системы, таких как, амплитуд колебаний и величин смещения на активных элементах парциальных генераторов, а также разности фаз этих

колебаний и частоты генерации.

Автодинные изменения частоты генерации системы связанных генераторов в процессе перемещения отражающего объекта вызывают нелинейность набега фазы отраженного излучения и, соответственно, ангармонические искажения всех указанных изменений параметров автоколебательной системы, как и у обычных автодинов. Однако степень и вид этих искажений в данной системе зависят от амплитудных и фазовых соотношений компонентов автодинного отклика, и определяются значениями внутренних параметров парциальных генераторов, таких как, их неизохронность, амплитудное и частотное детектирование. Кроме того, степень искажений определяется также условиями внутренней взаимной связи между парциальными генераторами, значением относительной расстройки собственных частот парциальных генераторов и величиной параметра внешней обратной связи системы «генератор – объект локации».

Установлено, что парциальный генератор, у которого собственная добротность колебательной системы или выходная мощность больше, чем у второго парциального генератора, является стабилизирующим, он вызывает уменьшение величины автодинной девиации частоты генерации и, тем самым, степени искажения сигналов.

По сравнению с обычными автодинными системами, выполненными на основе одиночных генераторов, системы взаимно синхронизированных автодинных генераторов обладают рядом положительных свойств. Благодаря значительно меньшей девиации частоты они обеспечивают улучшение формы сигналов при тех же уровнях отраженного излучения и расширение динамического диапазона автодинной системы.

Формирование сдвинутых по фазе двух сигналов дает возможность определять знак радиальной скорости отражающих объектов и использовать методы квадратурной обработки сигналов. Данные возможности значительно расширяют область применения автодинов при решении задач радиоволнового контроля параметров движения в физике быстропротекающих процессов, ближней, сверхближней радиолокации и измерительной технике.

5. Разработана математическая модель автодинного приемопередатчика, стабилизированного по частоте сигналом от дополнительного генератора. Получены основные соотношения для расчета его сигнальных характеристик как при квазистатически медленном перемещении объекта локации, так и при высоких скоростях движения, когда период автодинного сигнала соизмерим с постоянными времени автодинного отклика. Установлено, что синхронизация автодина от внешнего генератора исключает характерные обычным (нестабилизированным) автодинам ангармонические искажения сигналов, что способствует расширению их динамического диапазона. Показано, что в синхронизированном автодине путем

внесения начальной расстройки между частотами внешнего генератора и собственной частотой автодина в пределах полосы синхронизации имеется возможность значительного увеличения коэффициента передачи автодинного сигнала по сравнению с обычными автодинами.

Установлено также, что инерционность процесса фазовой синхронизации генератора вызывает неравномерность формирования амплитудно-частотных характеристик коэффициента передачи синхронизированного автодина по изменению амплитуды колебаний в области высоких частот. Однако эта неравномерность при правильном выборе параметров синхронизации не является препятствием для регистрации сигналов во всем диапазоне существующих на практике скоростей движения объектов локации.

Результаты выполненных экспериментальных исследований подтвердили адекватность разработанной математической модели синхронизированного автодина в отношении анализа автодинных параметров и характеристик как при квазистатически малых, так и больших скоростей движения объектов локации. Из результатов выполненных исследований следует также вывод о перспективности разработки интегральных автодинных модулей с синхронизацией частоты от дополнительного маломощного генератора. Особую актуальность такое техническое решение имеет в диапазоне миллиметровых и более коротких волн.

5. Глава 5. Применение автодинных устройств в системах ближней радиолокации

5.1 Введение

В настоящей главе описаны примеры, в которых использованы результаты выполненных выше диссертационных исследований и при этом также получен ряд новых научных результатов. В разделе 5.2 представлены результаты сравнительных испытаний обзорных радио и лазерных локаторов на сортировочных горках, дано описание предлагаемой системы для определения положения вагонов на путях накопления, а также опытных образцов автодинных датчиков и измерителей для решения задач автоматизации технологических процессов на железнодорожных станциях и сортировочных горках. В разделе 5.3 рассмотрены особенности формирования и обработки сигналов АД при использовании их в качестве дистанционных датчиков вибраций и малых перемещений. В разделе 5.4 дано описание технических решений при создании автодинных датчиков, предназначенных для бесконтактного контроля внутренних размеров металлических изделий. В разделе 5.5 обсуждаются проблемы применения автодинных датчиков для контроля динамических и быстропротекающих технологических процессов. В разделе 5.6 представлено описание структурной схемы радиолокационного, в том числе автодинного датчика для контроля параметров движения грузовой платформы парашютной системы. Результаты исследований работы автодинного приемопередатчика в качестве бортового аэрологического приемопередатчика и описание его структурной схемы приведено в разделе 5.7. Подведение итогов настоящей главы дано в разделе 5.8.

Основные результаты данных исследований опубликованы в журнальных статьях [313-318], изложены в материалах научно-технических конференций [319-345] и описаниях к патентам на изобретения [346-350], а также представлены в диссертации [234] трех отчётах о НИР и НИОКР.

5.2 Устройства локации для систем управления технологическими процессами на сортировочных горках

Для автоматизации процессов роспуска и формирования составов на сортировочных станциях, а также при выполнении маневровых работ на узловых станциях сети железных дорог необходимы сведения о текущем местоположении вагонов. Во многих случаях необходима информация о количестве вагонов на пути, координатах головы и хвоста отцепов, размерах «окон» (промежутков), расстояния свободного пробега после выхода вагонов из замедлителя парковой тормозной позиции. Кроме того, востребована информация о текущей скорости движения вагонов и скорости при их соударении, а также дислокации маневровых локомотивов и других данных.

В настоящее время перечисленные данные получают посредством ряда наземных технических средств, которыми оснащаются сортировочные горки и парки станций, в том числе с радиолокационного принципа действия [30,47,86, 351-355]. Однако известные устройства обладают рядом недостатков, обеспечивают функционирование в локальных зонах горки и парков формирования, не дают целостной картины местоположения объектов. Кроме того, по целому ряду показателей они не удовлетворяют современным требованиям.

В связи с этим сформулирована задача поиска и разработки технических решений, устраняющих известные недостатки существующих систем и формирующих дополнительную информационную базу для более качественного решения технологических задач автоматизации работы сортировочных горок и примыкающих к ним парков станции. Решение указанной задачи выполнялось согласно договору № 919 от 28.09.2012 г. по теме «Исследование и экспериментальная проверка возможности применения сканирующих лазерных дальномеров для определения координат вагонов в парках станции» («СКАЛА») (Шифр 2.083 НИР) в рамках плана научно-технического развития ОАО «РЖД». Кроме лазерных локомотивов в работе по теме исследовались также радиолокационные сенсоры (РЛС) производства НПФ «Микран» (г. Томск), автодинные радиолокационные датчики ИРЭ НАНУ (г. Харьков) и автодинные измерители собственного изготовления.

С целью оценки возможности комплексного решения перечисленных выше задач нами на нечётной горке станции Екатеринбург–Сортировочный и Челябинск–Главный были проведены испытания двух образцов обзорных РЛС 3-см и 8-мм диапазонов длин волн излучения и обзорного лазерного локомотива «СКАЛА-О» (см. рисунок 5.1).

РЛС 3-см диапазона (см. рисунок 5.1,а) с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) предназначен для навигации малотоннажных, а также для швартовки и постановки на рейд крупнотоннажных судов. Средняя частота излучения сенсора 9430 МГц, девиация ЛЧМ 200 МГц

формируется по пилообразному закону с периодом 7 мс. Разрешение по дальности порядка 1,2 м. Мощность излучения 70 мВт, спектральная плотность мощности шумов излучения -161 дБм/Гц. Ширина диаграммы направленности антенны по уровню -3 дБ в горизонтальной плоскости 1° , а в вертикальной -32° . Коэффициент шума приёмника равен 3 дБ, а динамический диапазон цифрового представления спектра преобразованного сигнала (биений) около 110 дБ.

РЛС 8-мм диапазона (см. рисунок 5.1,б) представляет собой опытный образец широкого спектра применения. Ширина диаграммы направленности антенны по уровню -3 дБ в горизонтальной плоскости также 1° , а в вертикальной составляет 32° . Скорость азимутального обзора 24 об/мин. Рабочая частота 33,8 ГГц; ширина полосы ЛЧМ 50...600 МГц, регулируется на программном уровне; мощность излучения 40 мВт; горизонтальный размер апертуры антенны 60 см; максимальное разрешение по дальности 0,5 м.

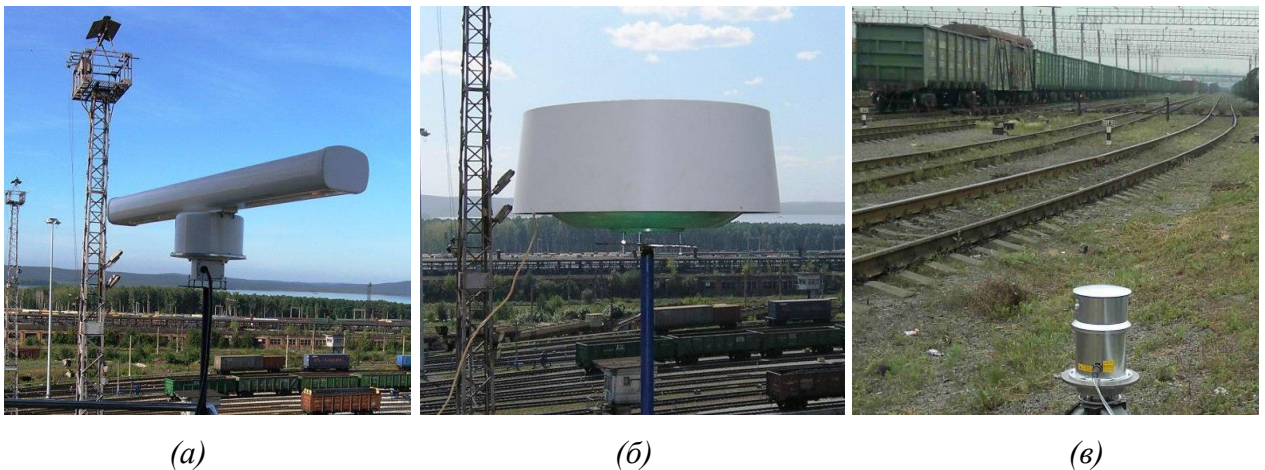


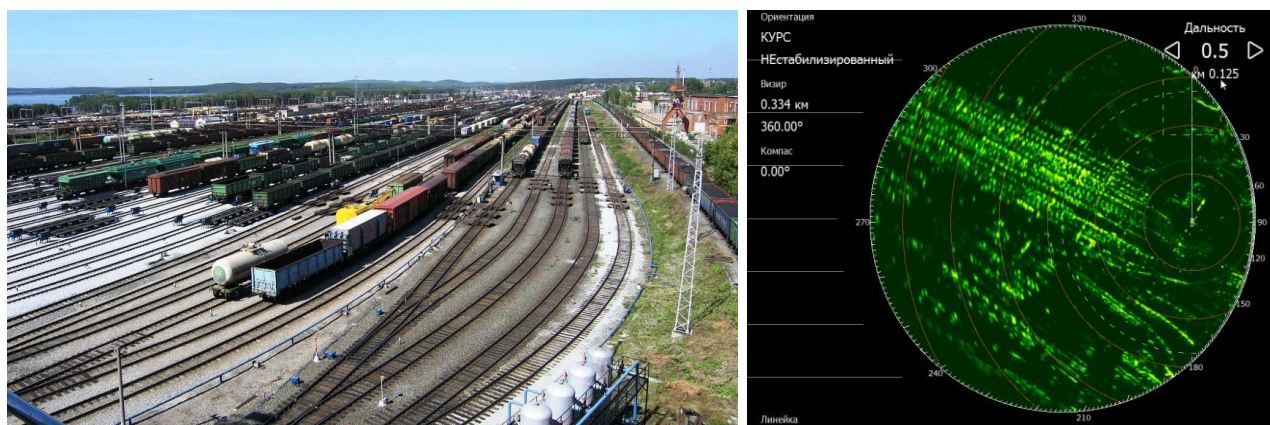
Рисунок 5.1. Внешний вид РЛС 3-см диапазона (а), 8-мм диапазона (б) и обзорного лазерного локатора «СКАЛА-О» (в).

Обзорный лазерный локатор «СКАЛА-О» (см. рисунок 5.1,в) имеет следующие параметры: длину волны излучения 905 нм; расходимость лазерного луча $2,5 \times 0,2$ мрад; угловое разрешение $0,01^\circ$; скорость сканирования в горизонтальной плоскости 10 об/мин; скорость выполнения измерения расстояния 36000 изм/с; погрешность измерения расстояний 17 мм; диапазон измеряемых расстояний 2...500 м.

Первая часть испытаний проводилась с целью контроля местоположения вагонов на путях накопления по направлениям в сортировочном парке. Для этого радиолокационные сенсоры устанавливались на балконе поста №5 станции Екатеринбург-Сортировочный на высоте около 25 м от поверхности земли. Панорама парка сортировки вагонов с точки установки РЛС и соответствующий ей вид картины радиолокационного изображения на мониторе представлены на рисунке 5.2,а.

Вторая часть испытаний проходила при установке РЛС вблизи вершины горки для контроля

ситуации на спускной части горки. В этом случае РЛС устанавливались на крыше поста № 4 станции Екатеринбург-Сортировочный, на высоте 7 м. Вид панорамы спускной части горки и соответствующая картина радиолокационного изображения на мониторе представлены на рисунке 5.2,б. Светлым областям изображения соответствуют положения отражающих участков на вагонах (торцы и стенки), а также посторонних объектов инфраструктуры станции.



(а)



(б)

Рисунок 5.2. Вид (слева) и радиолокационное изображение (справа) парка сортировки (а) и спускной части горки (б).

Третья часть испытаний проходила с использованием обзорного лазерного локатора «СКАЛА-О» при его установке перед замедлителем парковой тормозной позиции для контроля параметров движения отцепки в замедлителе и в парке формирования составов. Для проведения натурных испытаний была использована тренога со специальным комплектом крепления для лазерного локатора. На время проведения испытаний локатор был установлен таким образом, что плоскость обзора расположена параллельно поверхности земли на уровне автосцепки. Вид панорамы парковой части горки показана на рисунке 5.1,в, а локационные картины вагона на

уровне автосцепки и человека представлены на рисунке 5.3.

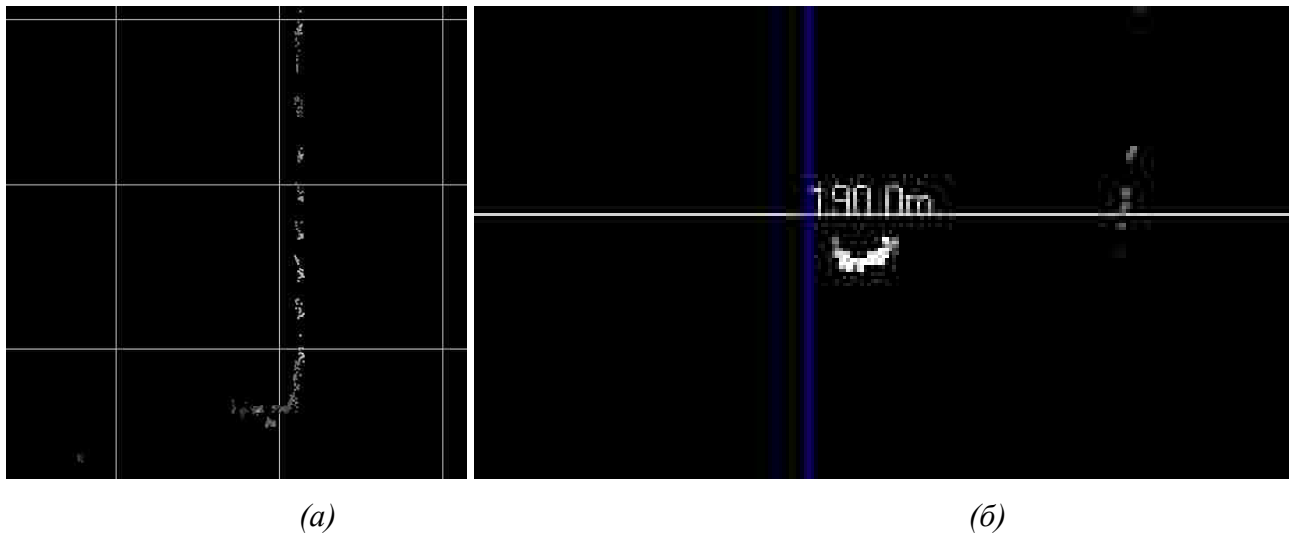


Рисунок 5.3. Локационная картина вагона на уровне автосцепки (а) и человека (масштабы изображений разные) на пути (б).

В ходе экспериментов установлено, что РЛС фиксируют расположение движущихся и неподвижных вагонов и локомотивов на всём пути их следования на расстоянии до 1600 м от точки установки РЛС. Погрешность расхождения данных РЛС и данных относительных топографических измерений положения вагонов по дальности не превышает 1,5 м. За счёт различия в разрешающей способности «чёткость» изображения картины РЛС 8-мм несколько лучше, чем у РЛС 3-см диапазона. Угловое разрешение отражающих частей объектов на сортировочной горке у обеих РЛС одинаковы и обеспечивается на расстоянии до 200–250 м.

Важной задачей при лазерной локации отцепов является возможность идентификации объектов появляющихся в зоне действия локатора, например, обслуживающего персонала станции. Возможность такой идентификации следует оценивать в первом приближении визуально: по локационным картинам отцепов на уровне автосцепки и человека, находящегося на пути, при измерении также на уровне автосцепки. Локационные картины вагона на уровне автосцепки и человека показаны на рисунке 5.3, а и б соответственно (масштабы не одинаковы). Из представленных локационных картин следует, что возможна однозначная идентификация человека и отцепов.

Определение скорости движения отцепов при использовании обзорных локаторов производится как расчет отношения пути пройденного за время между моментами измерений к величине промежутка времени между этими измерениями. При этом контролируемая сортировочная станция представляется как плоскость, на которой определена декартова система координат. На основе топографических сведений о контролируемом горочном объекте, включающих данные о координатах установки локаторов и координатах нахождения

железнодорожных путей, производится определение геометрического места точек на плоскости. Это позволяет определить траектории движения отцепов и возможные области нахождения отцепов. Такой подход в совокупности с распознаванием образов позволяет с высокой достоверностью определить наличие отцепа в зоне контроля, его скорость и ускорение, определить наличие посторонних объектов на путях.

Для обработки локационного сигнала, получаемого от обзорного лазерного локатора «СКАЛА-О» используется персональный компьютер с операционной системой семейства Windows и приложением, созданным в среде программирования LabView. Основными функциями специализированного приложения являются управление работой приемопередающего модуля лазерного локатора «СКАЛА-О», прием локационного сигнала, его обработка, вычисление расстояния до цели, формирование результата, содержащего информацию о расстоянии до объекта локации, запись результатов измерений в текстовый файл.

Важным преимуществом радиолокационных сенсоров является независимость качества их работы от погодных факторов. Отдельные испытания РЛС в условиях плохой видимости нами не проводились, поскольку у производителя этих сенсоров имеются соответствующие сертификаты.

Иная ситуация обстоит с применением лазерного локатора. Данных о надёжности работы этих устройств в условиях плохой видимости и при локации объектов железнодорожного транспорта у производителя нет. Поэтому рассмотрим качественную сторону этой проблемы. Для этого запишем известное выражение для расчёта дальности действия лазерного локатора [356]:

$$R_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{пор}}} \cdot \frac{A_{\text{пр}}}{4\Theta_{\text{пер}}^2} \cdot S_{\text{опт}} \cdot K_{\text{отр}} \cdot S_{\text{атм}}}, \quad (5.1)$$

где $P_{\text{изл}}$ – выходная мощность излучения лазера; $P_{\text{пор}}$ – пороговая чувствительность приёмника; $A_{\text{пр}}$ – площадь приёмной антенны (объектива); $\Theta_{\text{пер}}$ – угловая ширина (расхождение) луча лазера (рад); $S_{\text{опт}}$ – потери излучения оптики; $K_{\text{отр}}$ – коэффициент отражения излучения от поверхности объекта; $S_{\text{атм}}$ – коэффициент пропускания атмосферы.

Последние два параметра в экспликациях к формуле (5.1) определяются внешними условиями локации. Первый параметр, коэффициент $K_{\text{отр}}$ отражения излучения от поверхности объекта существенно зависит от характера и цвета поверхности и может варьироваться от 1 до 0,05. Эксперименты подтвердили устойчивую работу лазерного локатора по чистым цистернам белого цвета на максимальной дальности действия. В случае наличия тёмных или покрытых ржавчиной вагонов наблюдались сбои в работе и уменьшение в 5...6 раз предельной дальности.

Коэффициент пропускания атмосферы $S_{\text{атм}}$ имеет две составляющие: $S_{\text{атм}} = S_{\text{расс}} \cdot S_{\text{поглощ}}$, где $S_{\text{расс}}$ и $S_{\text{поглощ}}$ определяются значениями коэффициента пропускания атмосферы, связанного с молекулярным рассеянием и поглощением излучения:

$$S_{\text{расс}} = \exp \left[- \frac{7,82 \cdot R}{V} \left(\frac{\lambda}{0,55} \right)^{-0,585V^{1/3}} \right], \quad (5.2)$$

$$S_{\text{поглощ}} = \exp(-2\alpha R), \quad (5.3)$$

V – расстояние метеорологической видимости; α – коэффициент поглощения; R – искомое расстояние; λ – длина волны излучения (мкм).

Кроме того, на условия затухания оптического и инфракрасного излучения в атмосфере оказывает влияние аэрозольное поглощение и рассеяние, которые связаны с погодными условиями. Исходя из результатов вычислений согласно (5.1) – (5.3) и литературных данных о молекулярном и аэрозольном поглощении излучения, установлено, что ослабление сигнала вследствие рассеяния излучения в тумане является основным фактором ограничения дальности работы лазерных локопоров. Надёжность работы лазерного локопора в таких условиях напрямую зависит от запаса по энергетическим характеристикам: соотношения $P_{\text{изл}} / P_{\text{пор}}$ и $A_{\text{пр}} / 4\Theta_{\text{пер}}^2$, которые необходимо обеспечить на стадии создания лазерного локопора для решения конкретных задач.

Ряд экспериментов с лазерным локопоров был проведён в условиях снегопада. В первом опыте оптическая видимость была не более 700м. Снег представлял собой крупные хлопья (0,6...0,8 см). Максимальная дальность действия лазерного локопора составила 70м. Второй опыт проводился при оптической видимости не более 1,3 км. Снег представлял собой смесь хлопьев средних и крупных размеров (0,4...0,8 см). Максимальная дальность в серии испытаний составила 212м. Третий опыт проходил при оптической видимости не более 0,35 км. Снег представлял собой смесь крупных хлопьев (от 0,9 см). В этом случае устойчивой работы лазерного локопора добиться не удалось, хотя дальность до цели составляла 50м.

Из результатов проведенных испытаний следует, что представленные РЛС, в принципе, без специальных доработок обеспечивают решение на сортировочных и узловых станциях сети железных дорог следующих задач: возможность визуального отображения картины расположения вагонов с разрешением 1,5 м по дальности; определение координат хвоста и головы групп вагонов; определение размеров «окон» и расстояния свободного пробега вагонов после выхода из замедлителя парковой тормозной позиции, а также дислокацию локопоров. Однако для более чёткого разделения сигналов в междувагонных промежутках считаем

целесообразным доработать эти РЛС в плане повышения их разрешающей способности по азимуту и дальности в 2...4 раза и обеспечить возможность определения скорости движения объектов. Кроме того, необходимо увеличение скорости обзора в 2...3 раза.

Для получения полной и наиболее достоверной картины размещения вагонов и локомотивов на всей площади контролируемой зоны сортировочной горки необходима организация комплекса, содержащего несколько (3...4) обзорных РЛС, устанавливаемых в контролируемой зоне на высоте 20...30 м, при этом их координаты размещения должны быть согласованы с электронной картой местности. Система вторичной обработки информации этого комплекса должна включать в себя исходные данные электронной карты и системы управления роспуском вагонов, а также других датчиков и измерителей автоматизированной системы управления технологическими процессами на сортировочной горке.

Результаты испытаний обзорного лазерного локатора «СКАЛА-О» показали возможность его применения для решения локальных задач, например, измерения скорости отцепов в замедлителе и в парке формирования составов. Дополнительной функцией лазерного локатора может стать контроль стрелочных переводов, идентификация типов проходящих вагонов и иных объектов, а также, при реализации достаточного запаса по энергетическому потенциалу, – определение местоположения вагонов. В Приложении П.5 в виде графиков представлено сравнение результатов измерений расстояний до хвоста отцепа, полученных от действующей системы контроля занятости путей импульсным зондированием (КЗП-ИПЗ) и лазерного локатора «СКАЛА-О». Из этих графиков следуют очевидные преимущества по точности последнего.

В ходе выполнения работ по теме предложено новое техническое решение «Системы определения координат вагонов в парке станции», защищенное патентом на изобретение¹¹ [346]. Изобретение относится к измерительной технике и может быть использовано в системах автоматики и телемеханики железных дорог, а именно в системах автоматизации определения места нахождения вагонов в сортировочных парках станции и определения их скорости при помощи устройств радио и лазерной локации. Изобретение устраняет ряд недостатков известных систем: большое количество датчиков, большая протяженность проводных линий связи, часто высокое потребление электроэнергии, недостаточная точность измерения координат вагонов. Положительный результат от внедрения достигаются за счет применения обзорных локаторов в совокупности с программно-аппаратным комплексом для автоматической обработки результатов измерений.

На рисунке 5.4 представлена структурная схема системы, на которой показаны: 1 и N –

¹¹ В Приложении П.6 представлена первая страница описания патента.

сканирующие локационные датчики, 2 – блок управления, 3 – электродвигатель с энкодером, 4 – приемопередатчик для измерения дальности, 5 и 5- N контролируемые вагоны, 6 – программно-аппаратный вычислительный комплекс, 7 – комплексная автоматизированная система управления сортировочным процессом (КСАУ СП). Источники и шины питания условно не показаны.

Предложенная система (см. рисунок 5.4) способна интегрировать и другие типы датчиков и измерителей (не только сканирующих). Например, для решения указанных проблем на сортировочных горках могут использоваться также радиолокационные устройства, выполненных с применением автодинов [314]. Среди этих устройств известен универсальный автодинный датчик для измерения скорости скатывания отцепов на тормозных позициях и обнаружения занятости стрелочного перевода, разработанный нашими коллегами в ИРЭ НАНУ (г. Харьков). Кроме того ими создан обзорный автодинный радиолокатор, способный в режиме сканирования решать проблему определения положения вагонов на сортировочной горке. Необходимо отметить, что при составлении программы обработки сигналов указанных устройств были использованы результаты исследований¹², полученные в главах 2, 4 и 5 настоящей диссертации. Работы по данному направлению нами выполнялись в соответствии с Договором о научно-техническом сотрудничестве между УрФУ и ИРЭ НАНУ.

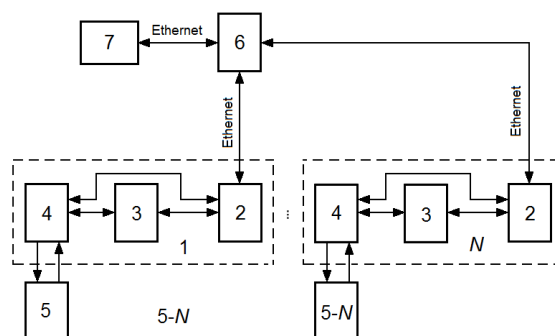


Рисунок 5.4. Структурная схема предложенной системы определения координат вагонов в парке станции.

В плане реализации одной из идей по договору № 919 от 28.09.2012 г. с АО «РЖД» нами был разработан и собран опытный образец радиолокатора на базе стабилизированного по частоте двухдиодного автодина (ДДА). Этот радиолокатор также вписывается в предложенную выше структуру системы (см. рисунок 5.4). Он обеспечивает дистанционное определение положения отцепа и направление его перемещения на подгорочных путях станции. Функционально конструкция ДДА представляет собой два последовательно связанных генераторных модуля АГ₁

¹² В Приложении П.7 представлена справка ИРЭ НАНУ об использовании результатов диссертации.

и AG_2 фланцевого типа, которые подключены к антенне Ant (см. рисунок 5.5). Между собой эти модули, выполненные «на проход», разнесены на определённое фазовое расстояние, которое может регулироваться показанными на схеме рисунка 5.5,*а* винтами V_1 и V_2 соответственно (см. раздел 4.4). Рабочее смещение от источника питания $ИП$ на генераторные модули подаётся через блоки регистрации $БР_1$ и $БР_2$ автодинных сигналов, предназначенные для преобразования изменений среднего значения тока АЭ в напряжения выходных сигналов u_1 и u_2 . Эти сигналы далее следуют в блок обработки сигналов $БОС$ для получения необходимой информации о параметрах движения отцепов.

Внешний вид присоединённого к фланцу антенны двухдиодного АД 8-мм диапазона, выполненного на основе генераторных модулей «Тигель-08», показан на рисунке 5.5,*б*. Собственная добротность КС модуля «Тигель-08», выполненной на основе щелевого резонатора, имеет сравнительно невысокое значение. Поэтому для стабилизации частоты и уменьшения искажений сигналов модуль содержит дополнительный высокочастотный резонатор ВСР с резистивной связью. Свойства такой композиции «двухдиодный АД – ВСР» в известной нам литературе не исследовались. Поэтому рассмотрим ее хотя бы в первом приближении, используя полученные в главах 2 и 4 результаты.

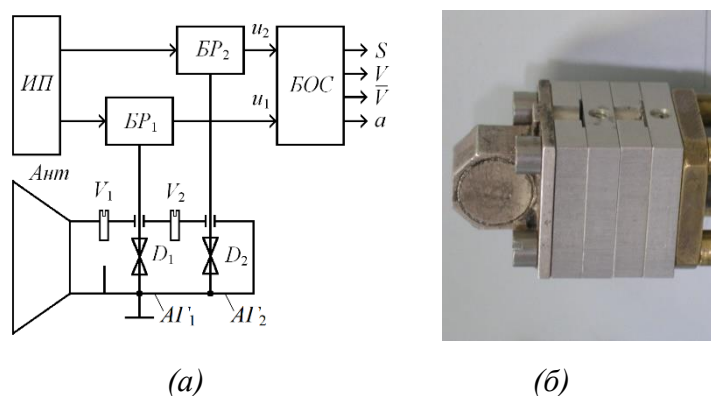


Рисунок 5.5. Функциональная схема (а) автодинного датчика и внешний вид (б) стабилизированного двухдиодного модуля.

Решение системы уравнений, составленных для данной колебательной системы, после ряда преобразований и упрощений для автодинного отклика по изменению относительных амплитуд $a_1(\tau)$ и $a_2(\tau)$ колебаний парциальных генераторов, частоты $\Delta\omega$ и полного набегу фазы $\delta(\tau)$ отражённого излучения можно записать в виде:

$$a_1(\tau) = \Gamma K_1 \cos[\delta(\tau) + \psi_{11}], \quad (5.4)$$

$$a_2(\tau) = \Gamma K_2 \cos[\delta(\tau) + \psi_{12}], \quad (5.5)$$

$$\Delta\omega(\tau) = -\Gamma(\omega_{01} / Q_{\text{вн1}} S_c S_f) \cdot L_{01} \sin[\delta(\tau) + \theta], \quad (5.6)$$

$$\delta(\tau) \equiv \delta(t, \tau) = \omega_0 \tau - C_{oc} \sin[\delta(\tau) + \theta], \quad (5.7)$$

где K_i – коэффициент автодинного усиления i -го парциального генератора [48]: $K_1 = K_{a1} \cdot K_{\Phi 1}$, $K_2 = K_{a2} \cdot K_{n21} \cdot K_{\Phi 2}$; K_{ai} – собственный коэффициент автодинного усиления i -го парциального генератора; K_{n21} – коэффициент переноса автодинного отклика с первого парциального генератора на второй; $K_{\Phi i}$ – коэффициент, обусловленный взаимной синхронизацией парциальных генераторов; ψ_{i1} , θ – фазовые углы смещения автодинных откликов, которые определяются внутренними свойствами генераторов и их взаимной синхронизацией; L_{01} – фактор автодинной девиации частоты, обусловленный неизохронностью парциального генератора; $S_c = (1/k_{cb}) \cdot (Q_{n2}/Q_{n1}) \cdot (\omega_{c1}/\omega_{c2})$ – фактор стабилизации частоты, вызванный действием взаимной синхронизации парциальных генераторов; $S_f = 1 + (\beta_1 \beta_2 Q_c) / Q_{n2} (1 + \beta_2)^2$ – коэффициент стабилизации частоты, обусловленный действием стабилизирующего резонатора; β_1 , β_2 – коэффициенты связи стабилизирующего резонатора и второго парциального генератора с линией передачи между ними (см. раздел 4.2); k_{cb} – коэффициент связи между генераторами; $Q_{вн1}$, $Q_{н1}$, Q_c – внешняя, нагруженные и собственная добротности резонансных систем парциальных генераторов и стабилизирующего резонатора.

Из выражений (5.6), (5.7) видно, что степень искажений сигналов в данном случае может быть получена значительно меньшей, чем у обычного АД, ввиду действия взаимной синхронизации ($S_c \gg 1$) и стабилизации частоты дополнительным резонатором ($S_f \gg 1$). Это означает, что динамический диапазон двухдиодного АД может быть получен значительно более широким, чем у обычного АД, выполненного на базе однодиодного генератора.

Фазовое смещение ψ_{11} и ψ_{12} сигналов (5.4) и (5.5) обеспечивает возможность определения направления движения отражающих объектов. Фотографии осциллограмм автодинных сигналов для случая, когда разность фаз около 90° , приведены на рисунке 4.19 главы 4. Это изменение фазы происходит независимо от амплитуды и характера флуктуации отражённого от объекта локации излучения, что обеспечивает достаточно надежную работу устройства даже в случае распределенных отражающих объектов.

На базе описанного выше ДДА разработан и изготовлен опытный образец радиолокационного измерителя параметров движения, который предназначен для определения скорости в интервале 0,15...40 км/ч, пройденного пути и ускорения, а также направления движения вагонов. На рисунке 5.6 представлены фотографии внешнего вида (а) образца автодинного радиолокатора со стороны раскрыва антенны, установленного на рабочем месте

проведения испытаний, и вид парка формирования поездов сортировочной станции (б). ДДА выполнен на диодах Ганна АА727А. В испытываемом образце использовалась антенна типа «АДЭ» с диаметром зеркала 360 мм. Ширина диаграммы направленности – 1,5 градуса. Апертура антенны сверху ограничена требованиями допустимого габарита приближения на железнодорожном транспорте.

Испытания выполнялись в условиях реального роспуска составов на нечётной горке станции Екатеринбург – Сортировочный. В качестве объекта испытаний использовались вагоны, поступающие на 56 путь. Радиолокатор устанавливался на подготовленный заранее стол со штатным узлом крепления и ориентации на продолжении оси контролируемого пути в сторону спускной части горки. Диаграмма направленности была ориентирована вдоль оси пути. В процессе испытаний производилась регистрация сигналов на персональный компьютер с визуальным контролем прохождения отцепов и последующим измерением расстояния до них. Перед проведением испытаний 56 путь был полностью свободен на расстоянии около 900 м.



(а)



(б)

Рисунок 5.6. Внешний вид (а) автодинного радиолокатора и панорама (б) парка формирования (вертикальной стрелкой указан контролируемый путь).

Испытания проводились следующим образом. Отцеп из пяти вагонов проследовал на контролируемый путь парка формирования и торец последнего вагона остановился на расстоянии около 750 м от положения третьего замедлителя. В процессе движения отцепа производилась регистрация выходного сигнала по одному из каналов датчика в виде осциллограммы и спектрограммы. На рисунке 5.7 представлены указанные диаграммы для различных положений отцепа, считая от выхода паркового замедлителя: (а) примерно на выходе замедлителя (скорость $V=1,2$ км/час); (б) на расстоянии 350...400 м ($V=0,55$ км/час); (в) на расстоянии 650...700 м ($V=0,38$ км/час).

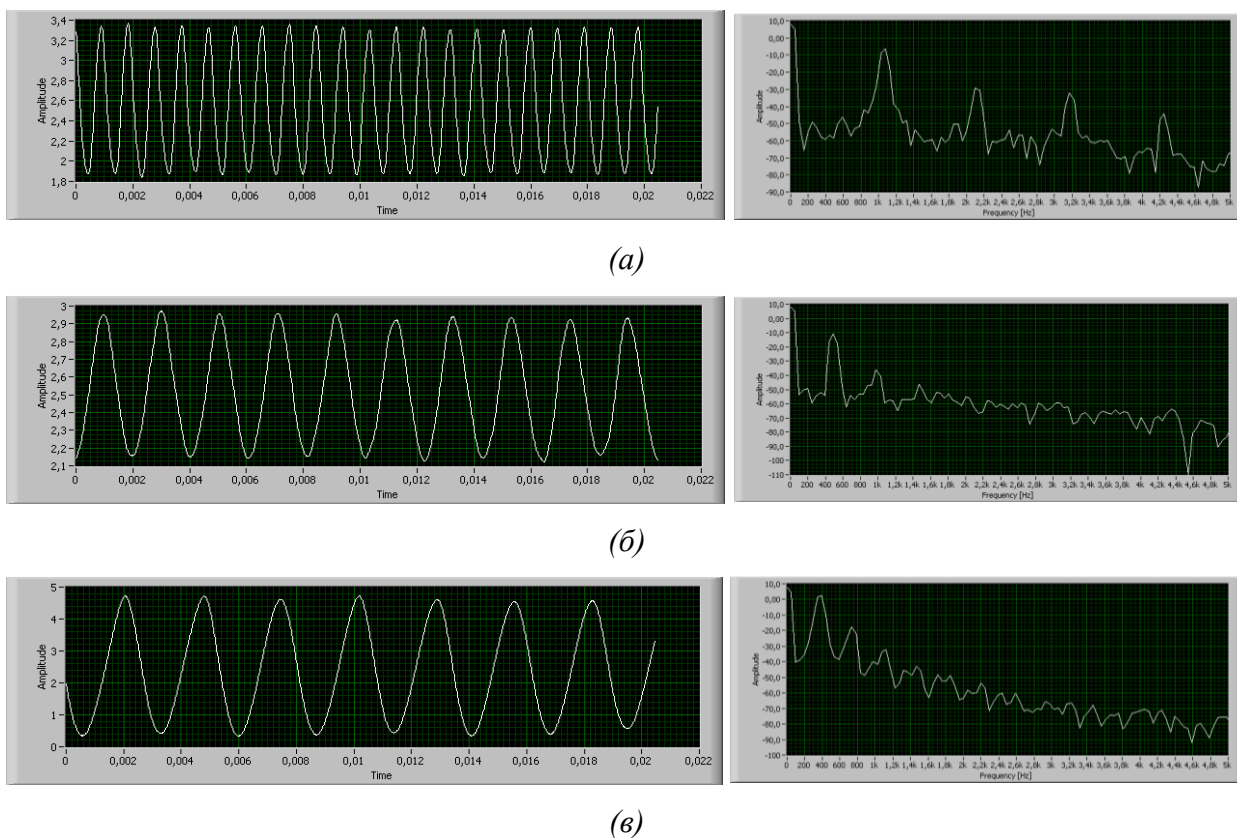


Рисунок 5.7. Осциллограммы и спектрограммы сигналов, полученных от движущегося вагона на различных расстояниях.

Результаты натурных испытаний показали принципиальную возможность использования радиолокаторов на базе ДДА для контроля параметров движения вагонов на путях накопления сортировочной горки.

5.3 Особенности формирования сигналов в автодинных датчиках вибраций и малых перемещений

В главе 2 диссертации при анализе особенностей формирования информационных сигналов АД использовалась зависимость мгновенных значений отклика генератора от величины нормированного времени $\tau_n = \omega_0 \tau / 2\pi$. В случае применения АД в качестве датчиков вибраций и малых перемещений удобнее пользоваться в качестве независимой переменной величину нормированного расстояния $l_n = \tau_n = l / (\lambda / 2)$. Общий вид характеристики $a(l_n)$ в таком представлении, показывающей зависимость выходного сигнала от текущего расстояния между автодином и OO , приведен на рисунке 5.8. На этом же рисунке даны пояснения принципа преобразования вибраций $z(t)$ в выходной сигнал $a(t)$ датчика. Размах характеристики $a(l_n)$ определяется уровнем отражённого излучения, который обычно регулируется аттенюатором, и

зависит также от величин коэффициентов автодинного усиления, девиации или автодетектирования. Буквой O на характеристике $a(l_n)$ обозначено положение «рабочей точки», которая выбирается в процессе предварительной настройки датчика путём его перемещения относительно контролируемого объекта или изменением величины фазового сдвига при помощи СВЧ фазовращателя, если он предусмотрен в конструкции датчика.

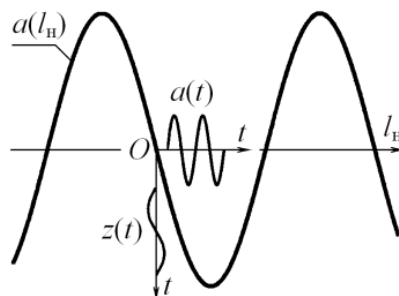


Рисунок 5.8. Пояснения принципа действия автодинного датчика вибраций.

График $z(t)$ на рисунке 5.8 характеризует радиальные (относительно антенны) колебания отражателя во времени t , а $a(t)$ – отклик датчика на вибрационное воздействие. Регистрация сигнала $a(t)$ и его анализ позволяют определить параметры исследуемых вибраций: амплитуду, частоту и спектральный состав. Из построений рисунка 5.8 очевидно также, что наиболее подходящими рабочими точками для выполнения измерений являются точки пересечения графиком оси абсцисс, в которых обеспечиваются наибольшие линейность и крутизна преобразования, а также наибольший динамический диапазон измеряемых величин.

При замене аргумента τ_n на l_n , в случае малого значения параметра C_{oc} ФХА является практически линейной функцией l_n , а АХА и ЧХА – имеют практически гармонический вид, как у гомодинных датчиков интерференционного типа. В случае нарушения указанного выше сильного неравенства, когда величина C_{oc} соизмерима с единицей, эти характеристики у автодинного датчика имеют специфические ангармонические искажения формы (см. гл. 2).

На рисунке 5.9 представлены нормированные АХА $a_n(l_n)$ и ЧХА $\chi_n(l_n)$, рассчитанные согласно (2.25а) с учётом (2.37) при величинах коэффициентов $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$ и значении параметра внешней обратной связи $C_{oc} = 0,8$. Возможные рабочие точки на этих характеристиках обозначены буквами O_1 и O_2 . Из кривых рис. 5.9 видно, что в этих рабочих точках крутизна характеристик по модулю имеет разные величины. Вид АХА по отношению к воздействующей функции отличается заметной асимметрией и зависимостью от величины параметра C_{oc} . При этом у ЧХА зависимость отклонения частоты от амплитуды вибрации в обеих точках является симметричной (см. рисунок 5.9,б).

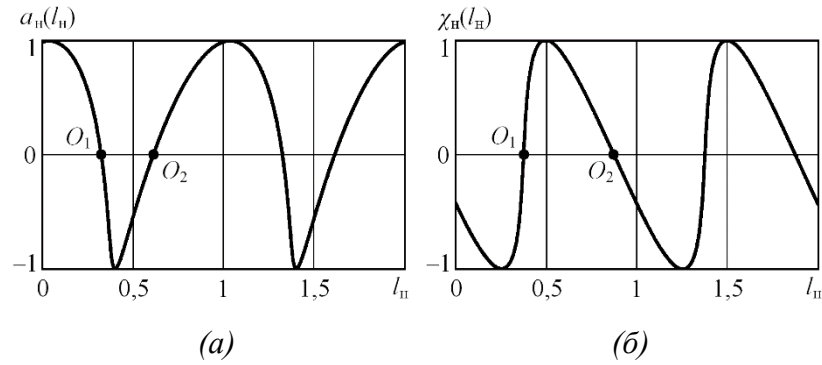


Рисунок 5.9. АХА $a_n(l_n)$ и ЧХА $\chi_n(l_n)$ (б) автодинного датчика при «сильной» величине параметра внешней обратной связи

Отмеченная выше зависимость положения рабочих точек от величины параметра внешней обратной связи C_{oc} требует при изменении уровня отражённого сигнала производить подстройку расстояния между автодинным датчиком и контролируемым объектом. Кроме того, необходимо выполнение дополнительной калибровки датчика. Еще одним недостатком датчика является его нелинейность преобразования, которая особенно проявляется с увеличением амплитуды вибрации.

Для анализа влияния на степень искажения формируемых сигналов величины параметра C_{oc} и амплитуды вибраций Z_m в выбранных рабочих точках в выражениях (2.25а) примем закон изменения относительных вибраций $z_n(t) = 2z(t) / \lambda$ гармоническим:

$$z_n(t) = Z_n \sin \Omega_b t, \quad (5.8)$$

где $Z_n = 2Z_m / \lambda$ – относительная амплитуда и Ω_b – частота вибраций.

Используя в пакете программ MathCAD метод секущих итерационного алгоритма, реализованного в функции root, находим корни l_{n1} и l_{n2} образовавшихся трансцендентных уравнений. После подстановки этих корней в формулы (2.25а), (2.37) получаем соответствующие выражения для дискриминационных характеристик датчика в требуемых рабочих точках O_1 и O_2 (см. рисунок 5.9). Далее, подставляя в эти выражения в функцию (2.25а), с помощью пакета программ MathCAD выполнен спектральный анализ полученных выходных сигналов датчика.

Результаты такого анализа при учёте первых десяти гармоник представлены на рисунке 5.10 в виде семейства графиков коэффициентов нелинейных искажений $K_{\Gamma_a}(Z_n)$ и $K_{\Gamma_\chi}(Z_n)$ автодинных сигналов и амплитуд первых гармоник $A(Z_n)$ и $X(Z_n)$ в зависимости от относительной амплитуды Z_n вибрации для различных значений параметра C_{oc} . Расчёты выполнены при $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$ и различных значениях параметра C_{oc} : $C_{oc} = 0$ – кривые 1; $C_{oc} = 0,4$ – кривые 2; $C_{oc} = 0,8$ – кривые 3. Под литерами (а) и (б) графики рисунка 5.10

соответствуют рабочим точкам O_1 , а под литерами (б) и (г) – точкам O_2 . Графики рисунков 5.10,а и б получены для АХА $a_n(l_n)$, показанной на рисунке 5.9,а; рисунке 5.10,в и г – для ЧХА $\chi_n(l_n)$ рисунка 5.9,б.

Кривые 1 на всех графиках рисунка 5.10 соответствуют радиоволновым датчикам с гомодинным построением приёмно-передатчика. Ход зависимостей коэффициентов гармоник от относительной амплитуды вибраций их близок параболической кривой, а зависимость амплитуд первой гармоники – практически линейные до значений $Z_n = 0,25$.

Для автодинных датчиков эти кривые действительны при условии, если величина $C_{oc} \ll 1$. Данный параметр, как видно из экспликации к выражениям (2.25), зависит не только от внутренних свойств используемого автодинного генератора, но и от внешних условий работы датчика: величины коэффициента Γ , расстояния до исследуемого объекта, выражаемого в этой формуле числом полуволн N . Такой случай в автодинных датчиках реализуется при условиях или малого расстояния до отражающей поверхности объекта или малого уровня отражённого излучения. Тогда диапазон амплитуд вибраций при допустимом уровне коэффициента гармоник 5% ограничен сверху величиной $Z_n = 0,17$, как и у измерителей вибраций с гомодинным построением приёмопередающего модуля. Регистрация автодинного сигнала наиболее предпочтительна в этом случае по изменению смещения на АЭ или с внешнего детектора, т.к. частотные изменения слабо влияют на набег фазы отражённого СВЧ излучения.

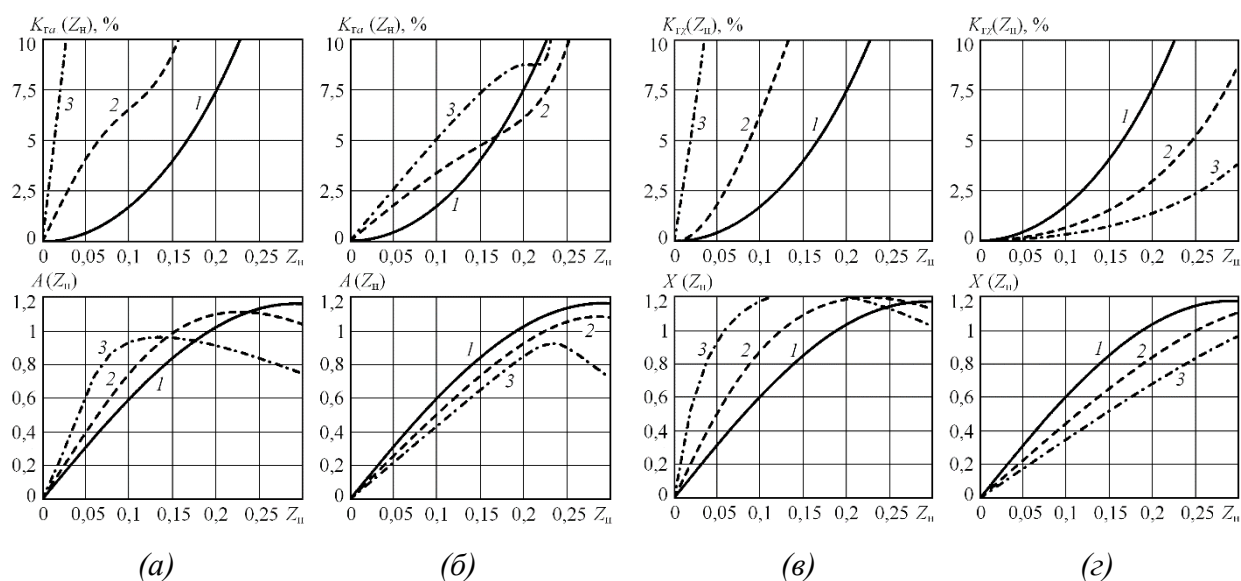


Рисунок 5.10. Семейства графиков коэффициентов $K_{Ga}(Z_n)$, $K_{Gx}(Z_n)$ и амплитуд первых гармоник $A(Z_n)$, $X(Z_n)$.

Для оценки возможностей автодинных датчиков в условиях, когда величина параметра C_{oc} соизмерима с единицей, сравним поведение кривых 2 и 3 с классическими кривыми 1 на рисунке

5.10. Из сравнения этих кривых следует, что в рабочих точках O_1 , отличающихся более высокой крутизной преобразования, во всех случаях с увеличением амплитуды Z_n вибраций и параметра C_{oc} наблюдается резкий рост коэффициентов гармоник и обеспечивается меньший диапазон линейного участка для входного воздействия, чем в точках O_2 . Поэтому рабочие точки O_1 могут использоваться при регистрации предельно малых вибраций.

Рабочим точкам O_2 (см. рисунок 5.9), где автодинные характеристики имеют пологий участок, характерна обратная тенденция. С увеличением параметра C_{oc} динамический диапазон измерителя вибраций существенно расширяется. При этом особый интерес представляет применение точки O_2 при регистрации автодинных изменений частоты $\chi_n(l_n)$ (см. рисунок 5.9,б). В этом случае коэффициент гармоник $K_{Г\chi}(Z_n)$ с увеличением амплитуды Z_n вибраций и параметра C_{oc} обеспечивает значительно меньший рост, а линейность зависимости $X(Z_n)$ наблюдается в более широком диапазоне изменений этих амплитуд, чем в классическом случае (см. рисунок 5.10). Так, например, при $C_{oc} = 0,8$ и допустимом коэффициенте гармоник 5% относительная амплитуда Z_n вибраций может достигать в 2 раза большей величины, чем у гомодинных измерителей. Несколько худшие результаты получаются при регистрации изменений амплитуды колебаний. Наибольший выигрыш здесь составляет около 30%.

Экспериментальные исследования для определения характеристик нелинейных искажений в зависимости от амплитуды вибраций для различных рабочих точек и способов регистрации автодинного сигнала выполнялись на примере автодинных модулей семейства «Тигель», подробно описанных в Приложении 2 диссертации. Результаты экспериментов представлены на рисунке 5.11 в виде графиков зависимостей коэффициентов нелинейных искажений $K_{Ga}(Z_n)$ и $K_{Г\chi}(Z_n)$ сигналов, полученных по изменению амплитуды и частоты генерации, а также амплитуд первых гармоник $A_1(Z_n)$ и $X_1(Z_n)$ этих же сигналов в зависимости от относительной амплитуды Z_n вибрации.

Кривые 1 на рисунке 5.11 получены при величине параметра $C_{oc} = 0,06$, кривые 2 и 3 – при $C_{oc} = 0,6$, причём кривая 2 снята для рабочей точки с «крутым» ходом характеристики, а кривая 3 – для точки с «пологим» ходом. Сравнение полученных экспериментально графиков рисунка 5.11 с расчётными кривыми рисунка 5.10 показывает их качественное соответствие.

Важным вопросом при анализе работы автодинного датчика вибраций является вопрос погрешность измерений. Как показано в работе [357], она зависит от относительных изменений величины уровня отражённого излучения и нестабильностей частоты генерации, коэффициентов автодинного усиления и (или) автодетектирования, а также от уровней частотного и

амплитудного шума генератора. Первые три составляющие погрешности имеют методический характер и могут быть частично или полностью исключены. Последняя составляющая, обусловленная шумами генератора, определяет потенциальную точность и разрешающую способность автодинного вибродатчика.

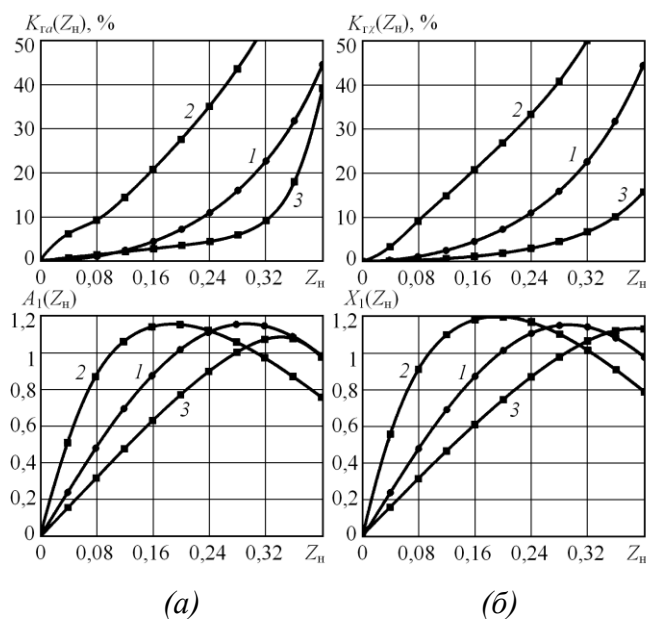


Рисунок 5.11. Графики нормированных зависимостей $K_{Ga}(Z_n)$, $K_{Gx}(Z_n)$, $A_1(Z_n)$ и $X_1(Z_n)$, полученных при различных значениях параметра внешней обратной связи C_{oc} .

При этом необходимо отметить, что у автодинного датчика есть своя специфика шумовых характеристик, исследованная в [234]. Она состоит в том, что в случае малых значений параметра C_{oc} зависимость уровней как амплитудных, так и частотных шумов от относительного расстояния l_n практически отсутствует. Однако в случае, когда величина параметра C_{oc} соизмерима с единицей, в автодинном датчике наблюдается периодическая нестационарность уровня шума. При этом в одних рабочих точках уровни шума по отношению к случаю слабой обратной связи могут снижаться, а в других – значительно расти.

Для исключения такого явления, очевидно, желательно применение не обычных, а стабилизированных по частоте АД, например, с помощью дополнительного высокочастотного резонатора (см. раздел 4.2). Другая перспектива совершенствования автодинных датчиков – применение АД, обеспечивающих получение квадратурных сигналов. В этом плане представляют интерес рассмотренные в главе 4 автодинные передатчика с интерференционным принципом формирования сигналов и двухдиодные автодины (ДДА). Некоторое усложнение конструкции автодинного датчика, тем не менее, обеспечивает его принципиально новыми свойствами, которые способствуют улучшению ряда параметров, расширению функциональных возможностей и области применения АД (см. раздел 4.4). Эти

возможности более подробно раскрыты на конкретных примерах в следующих разделах настоящей главы.

Таким образом, выполненные исследования особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик АД позволили сформулировать ряд общих положений и рекомендаций при их использовании в приборах и устройствах для контроля и измерения параметров вибраций, которые состоят в следующем. При проведении контроля вибрационных перемещений удалённых объектов и в условиях высокого уровня отражённого излучения необходимо учитывать появление не только специфических искажений дискриминационной характеристики, но и зависимость уровня шума автодина от выбранной рабочей точки. При правильном выборе рабочей точки автодинных датчиков в таких условиях можно получить существенный выигрыш в динамическом диапазоне по сравнению с гомодинными датчиками. Особый интерес при этом представляют рабочие точки с «пониженной» крутизной дискриминационной характеристики, обеспечивающий более высокую её линейность и меньший уровень шумов.

Для исключения или значительного уменьшения искажений дискриминационной характеристики и улучшения ряда параметров автодинных датчиков целесообразно применение стабилизации частоты СВЧ генераторов, например, с помощью внешнего высокочастотного резонатора (см. раздел 4.2). Такое решение особенно оправдано в случае реализации автодинного датчика с регистрацией сигнала по изменению амплитуды колебаний или сигнала автодетектирования, как наиболее простого в конструктивном отношении. В таком случае характеристики автодинного датчика максимально приближаются к характеристикам датчиков с гомодинным построением приёмно-передатчика.

5.4 Определение параметров вибраций и перемещений объектов контроля с помощью двухдиодных автодинов

На рисунке 5.12 представлена блок-схема стенда для определения параметров вибраций и перемещений отражающих объектов с помощью двухдиодных автодинов (ДДА) при регистрации сигналов в цепи питания СВЧ диодов. В этом стенде ДДА непосредственно связан с антенной A . Напряжение (ток) питания к АЭ каждого модуля поступает через блоки регистрации $БР_1$ и $БР_2$, которые, в свою очередь, преобразуют автодинные изменения смещения АЭ в напряжения выходных сигналов $u_1(t)$, $u_2(t)$. Данные сигналы подаются для отдельного усиления и фильтрации в блок аналоговой обработки $БАО$. С выхода $БАО$ они следуют на входы каналов аналогового ввода модуля NI-9205 фирмы National Instruments в составе платформы DAQ-9172 блока цифровой обработки $БЦО$. Далее оцифрованные сигналы поступают по интерфейсу USB в персональный компьютер $ПК$ для обработки с помощью виртуального прибора, созданного в LabVIEW 8.6.

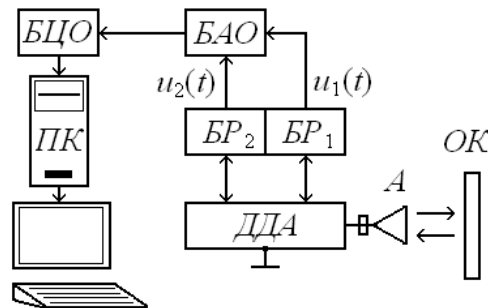


Рисунок 5.12. Блок-схема стенда: A – антенна; $БР_1$, $БР_2$ – блоки регистрации (выделения) автодинного сигнала; $БАО$ – блок аналоговой обработки сигналов; $БЦО$ – блок цифровой обработки сигналов; $ДДА$ – двухдиодный автодин; $ОК$ – объект контроля; $ПК$ – персональный компьютер.

Сначала рассмотрим работу данной установки при анализе малых виброперемещений отражающих объектов по сравнению с длиной волны излучения $\lambda = 2\pi c / \omega_0$. Примем для конкретности гармонический закон вибрации: $z(t) = Z_m \sin \Omega_b t$, где Z_m , Ω_b – амплитуда и частота вибраций. При расчёте выходных сигналов ДДА автодина расстояние $l \equiv l(t)$ до вибрирующего объекта представим в виде

$$l(t) = l_0 + z(t) = l_0 + Z_m \sin \Omega_b t, \quad (5.9)$$

где l_0 – расстояние до выбранной рабочей точки.

На рисунке 5.13 представлены характеристики $u_1(l)$ и $u_2(l)$, поясняющие принцип преобразования малых по сравнению с длиной волны λ излучения виброперемещений $z(t)$ в

выходные сигналы $u_1(l)$ и $u_2(l)$ датчика. Размах этих характеристик определяется уровнем отражённого СВЧ излучения (через величину коэффициента Γ), значениями коэффициентов автодетектирования K_{01} , K_{02} и преобразования K_{np} . Буквами « O_1 » и « O_2 » на кривых рисунка 5.13 обозначено положение рабочих точек, которое выбирается в процессе предварительной настройки датчика путём его перемещения на требуемое расстояние $l = l_0$ до отражающей поверхности контролируемого объекта.

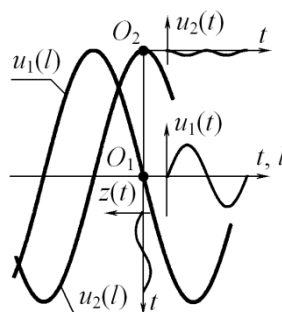


Рисунок 5.13. Принцип преобразования малых виброперемещений $z(t)$ отражающего объекта в выходные сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ двухдиодного автодинного датчика.

Положение точки O_1 на рисунке 5.13 выбрано в середине линейного участка характеристики $u_1(l)$ и поэтому выходной сигнал $u_1(t)$ при малых амплитудах практически повторяет закон вибрации (5.8). Однако с увеличением амплитуды Z_m вибраций линейность характеристики $u_1(l)$ нарушается, и в выходном сигнале АД появляются искажения. Графики зависимостей коэффициента гармоник K_Γ и относительной амплитуды первой гармоники $X_1 = 2Z_1 / \lambda$ автодинного сигнала от величины относительной амплитуды $Z_n = 2Z_m / \lambda$ вибрации представлены на рисунке 5.14. Расчёт этих графиков по десяти гармоникам частоты вибрации выполнялся для рабочей точки O_1 (кривые 1), а также для точек, отстоящих от неё на относительную величину $\Delta l_n(O_1) = 2\Delta l / \lambda$ (см. кривые 2–4), согласно (5.9) и методике, изложенной в [327].

Из графиков рисунка 5.14 видно, что при допустимом уровне коэффициента гармоник 5 % диапазон амплитуды вибраций в точке O_1 ограничен величиной $Z_n = 0,17$. При выборе другого положения рабочей точки данный диапазон значительно сужается, а амплитуда первой гармоники X_1 сигнала заметно уменьшается.

Полученные результаты вычислений и анализа характеристик позволяют определить динамический диапазон D_a автодинного датчика вибраций. Сверху данный диапазон, как показано выше, ограничен допустимым уровнем нелинейных искажений. Нижний предел,

естественно, ограничен его разрешающей способностью, определяемой как минимально регистрируемый уровень вибраций. Данный уровень также как и погрешность измерения перемещений, определяется отношением сигнал/шум $q_{с/ш}$.

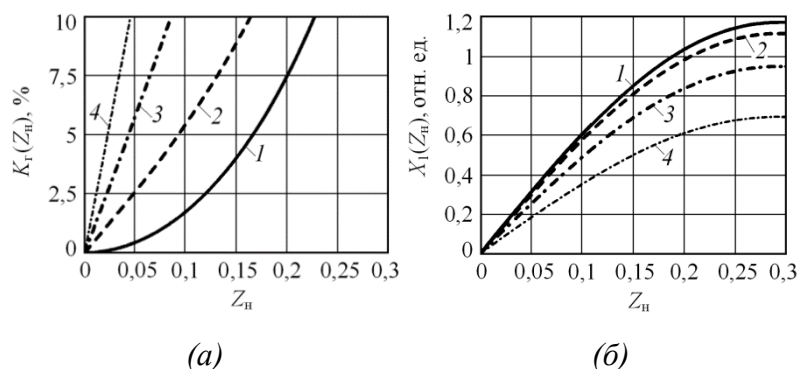


Рисунок 5.14. Графики коэффициента гармоник $K_{Г}(Z_{н})$ (а) и относительной амплитуды первой гармоники $X_1(Z_{н})$ (б) для различных смещений $\Delta l_{н}(O_1)$ от рабочей точки O_1 : $\Delta l_{н}(O_1) = 0$ (кривая 1); $\Delta l_{н}(O_1) = 0,05$ (кривая 2); $\Delta l_{н}(O_1) = 0,1$ (кривая 3); $\Delta l_{н}(O_1) = 0,15$ (кривая 4).

Выполним расчёт ширины динамического диапазона D_a для рабочей точки O_1 , в которой при допустимом уровне коэффициента гармоник $K_{Г} = 5\%$ верхний предел амплитуды вибраций составляет $Z_{m} = 0,085\lambda$ (см. кривую 1 на рисунке 5.14,а). Тогда получим выражение для расчёта динамического диапазона:

$$D_a(O_1) \approx 0,53q_{с/ш} \quad (5.10)$$

Отношение сигнал/шум $q_{с/ш}$ на выходе датчика в соответствие с формулой радиолокации изменяется при вариациях расстояния l как: $q_{с/ш} = (l_{max}/l)^2$, где l_{max} – максимальное расстояние между антенной и отражающим объектом, при котором $q_{с/ш} = 1$:

$$l_{max} = [\Pi_{пр} \cdot G_A^2 \lambda^2 \cdot S_{об} / (4\pi)^3]^{1/4}; \quad (5.11)$$

G_A – коэффициент усиления антенны; $S_{об}$ – эффективная отражающая поверхность объекта. При $\Pi_{пр} = 85$ дБ; $G_A = 200$, $S_{об} = 100$ м² и $\lambda = 0,008$ м получаем: $l_{max} = 80$ м. В таблице 5.1 представлены результаты расчётов согласно (5.10) и (5.11) отношения сигнал/шум $q_{с/ш}$, погрешности виброперемещений $\sigma_a(O_1)$ и динамического диапазона $D_a(O_1)$ в рабочей точке O_1 при различных расстояниях l до объекта.

Из данных таблицы 5.1 видно, что с уменьшением расстояния между датчиком и объектом контроля точность регистрации виброперемещений и динамический диапазон измерений значительно возрастают. Данные результаты находятся в качественном соответствии с результатами экспериментальных исследований, выполненными в работе [327]. Кроме того,

исходя из данных работы [358], следует, что полученные для ДДА результаты по разрешающей способности примерно в два раза лучше, чем у автодина на генераторе дифракционного излучения 8-мм диапазона и более чем на порядок они превосходят вихретоковый бесконтактный виброметр ВВВ-302.

Таблица 5.1. Результаты расчётов погрешностей измерения $\sigma_a(O_1)$ виброперемещений и динамического диапазона $d_a(O_1)$ автодинного датчика

Расстояние l , м	0,5	1	2	5	20
Сигнал/шум $q_{с/ш}$, дБ	88,1	76,1	64,0	48,1	24,0
$\sigma_a(O_1)$, мкм	0,38	0,39	0,55	2,52	39,9
$d_a(O_1)$, дБ	82,6	70,6	58,5	42,6	18,5

При выборе положения рабочей точки O_1 в середине линейного участка, как показано на рисунке 5.13, и разности фаз $\Delta\psi_0 = \pi/2$ положение рабочей точки O_2 соответствует вершине характеристики $u_2(l)$. В этой точке выходной сигнал $u_2(t)$ имеет максимальную величину постоянной составляющей, а переменная – формируется с удвоенной частотой вибрации. Эти особенности формирования сигналов квадратурных каналов удобно использовать для уменьшения погрешности попадания в рабочую точку O_1 в ходе предварительной настройки датчика вибраций. Кроме того выходной сигнал $u_2(l)$ может использоваться для проведения автоматической калибровки датчика.

Если датчик относительно контролируемого объекта в ту или иную сторону дополнительно сместить на расстояние, кратное нечётному числу $\lambda/8$, то вид временных диаграмм сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ поменяются местами. В иных положениях датчика при условии малости вибраций на обоих выходах автодина присутствуют противофазные сигналы. Данные свойства сигналов двухдиодных автодинов позволяет использовать их в случаях, когда предварительная установка датчика с выбором положения рабочей точки невозможна.

Пример такого применения описан в работе [359], в которой обсуждается задача измерения виброперемещений объекта, находящегося внутри радиопрозрачного контейнера. При этом для разрешения неопределённости начального положения и направления перемещения объекта в этой работе предложено использовать два разнесённых по частоте автодинных датчика, которые устанавливаются на стенке контейнера вместе с рупорными антеннами в различных местах.

Разнос частот генерации на величину Δf обеспечивает фазовое смещение $\Delta\psi$ выходных сигналов автодинов на 90° при выполнении условия $\Delta f = (c / 8l_0)$. Однако при малых расстояниях l_0 (порядка 5...10 см) данный разнос частот Δf становится очень большим (порядка 1 ГГц) и при изменении начального расстояния l_0 даже в небольших пределах данный сдвиг фаз трудно контролировать. Решение данной задачи с применением ДДА в техническом отношении существенно проще.

В условиях виброперемещений большой амплитуды, превышающей четверть длины волны, когда сигнал выходит за пределы линейного участка характеристики, ДДА также обладает преимуществами перед обычными АД. Возможность определения направления перемещения объекта позволяет сравнительно просто восстановить закон его движения, амплитуду колебаний и их период. Временные диаграммы, рассчитанные относительно нормированного времени $t_n = 2\pi / \Omega_b$ и поясняющие принцип обработки сигналов для получения параметров вибраций, представлены на рисунке 5.15.

Амплитуда синусоидальных вибраций, для примера, принята равной $Z_m = 1,45\lambda$ (см. рисунок 5.15,а). Выходные сигналы $u_1(t_n)$ и $u_2(t_n)$ ДДА при данной амплитуде вибраций имеют вид, представленный на рисунке 5.15,б и в. Обработка этих сигналов с учётом относительного фазового сдвига на угол $\pi / 2$ состоит в формировании коротких импульсов, соответствующих переходам сигналов через нуль и сортировки их с помощью фазового дискриминатора в два различных канала. В первый канал следуют импульсы, соответствующие перемещению объекта от генератора, а во второй – к генератору, как показано на диаграммах (г) и (д) соответственно. После преобразования при помощи дифференциального интегратора этих импульсов в выходное напряжение, формируется сигнал $z_b(t_n)$ восстановленного закона движения, который представлен на диаграмме (е).

Описанный алгоритм обработки автодинных сигналов был реализован в среде программы LabVIEW 8.6 для персонального компьютера. Для экспериментальной проверки его работоспособности использовался отражатель, связанный с кривошипно-шатунным механизмом для получения его возвратно-поступательного движения и приводом от электродвигателя. Отметим, что решение данной задачи по восстановлению формы сложного движения отражающего объекта с помощью обычного автодина требует реализации более сложного алгоритма анализа сигнала с учётом степени его искажения и внутренних параметров автодинного генератора [3].

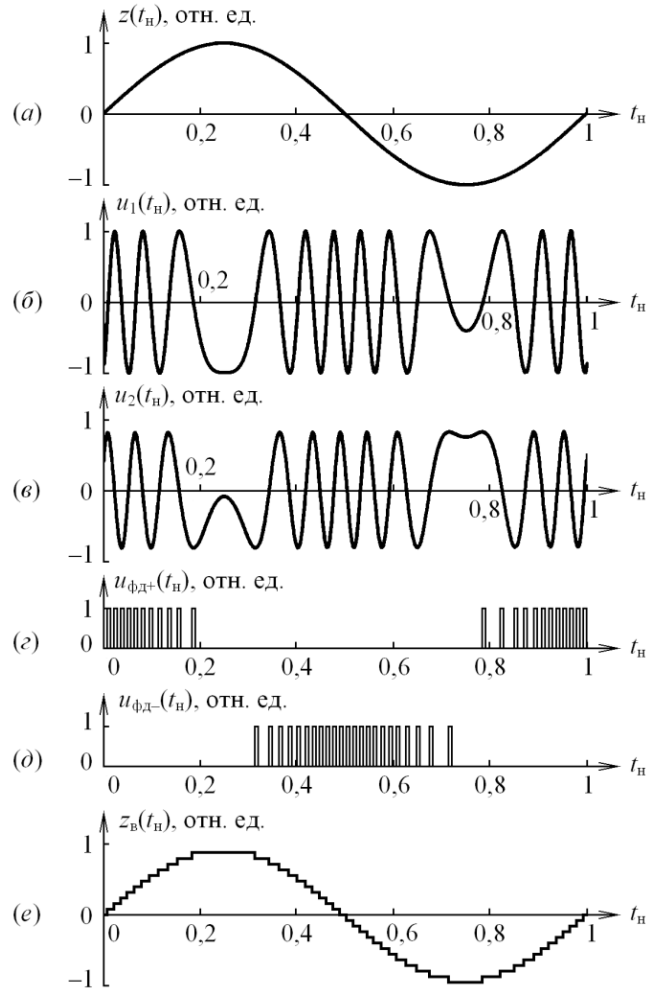


Рисунок 5.15. Временные диаграммы закона $z(t_n)$ виброперемещения отражающего объекта (а), выходных сигналов $u_1(t_n)$ и $u_2(t_n)$ двухдиодного автодина (б) и (в), импульсов перехода сигналов через нуль $u_{\phi д+}(t_n)$ и $u_{\phi д-}(t_n)$ на выходе фазового дискриминатора (г) и (д), восстановленного закона $z_в(t_n)$ движения (е).

5.5 Применение двухдиодных автодинов в решении задач диагностики турбоагрегатов, машин и механизмов

Радиолокационный метод контроля параметров вибраций и перемещений, благодаря бесконтактности и практически безынерционности зондирования объектов, нашел широкое применение в системах диагностики различных турбоагрегатов (ТА) на транспорте, промышленности и энергетике [360-363]. Выход из строя этих объектов сопряжен с огромными и порой невозможными потерями. Поэтому проблема развития и совершенствования методов и средств контроля функционирования и диагностики этих объектов является весьма актуальной [364, 365].

При реализации радиолокационных датчиков в большинстве случаев используются

устройства с автодинным построением приёмо-передатчика [364-366]. Они, очевидно, имеют существенно меньшие габариты, стоимость и более простую конструкцию, чем гомодинные приёмопередающие устройства. Среди автодинных устройств в последнее время особый интерес вызывают так называемые двухдиодные автодины (ДДА), которые конструктивно представляют собой два последовательно соединённых генераторных модуля, выполненных «на проход» [166]. Некоторое усложнение конструкции автодинного датчика, тем не менее, обеспечивает его принципиально новыми свойствами, которые способствуют улучшению ряда параметров, расширению функциональных возможностей и области применения АД [315,316].

Цель данного исследования – на примере применения ДДА для контроля динамических параметров рабочего колеса с бандажным кольцом показать некоторые новые возможности ДДА и, тем самым, наметить перспективы их использования в датчиках и системах диагностики ТА. При этом необходимо отметить, что в ТА большой мощности в основном используются рабочие колёса с бандажными кольцами (поясами). Данные элементы ТА подвержены наибольшему нагружению и поэтому нуждаются в особом контроле. Однако решение задачи диагностики этих колец радиолокационным методом в известной нам литературе отсутствует.

Для изучения данных возможностей рассмотрим схему размещения на ТА автодинного датчика (АД), представленную на рисунке 5.16,а. На этой схеме двухдиодный автодин ДДА непосредственно связан с антенной А, СВЧ излучение которой направлено через отверстие в корпусе КТА на поверхность бандажного кольца БК. Отражённое от поверхности кольца СВЧ излучение возвращается в резонатор генератора и вызывает в нём автодинный эффект. В результате этого изменяются амплитуда и частота автоколебаний, а также напряжения (токи) смещения АЭ каждого модуля. Последние посредством блоков регистрации БР₁ и БР₂ преобразуются в напряжения выходных сигналов $u_1(t)$, $u_2(t)$.

При условии соответствующей настройки ДДА выходные сигналы $u_1(l)$ и $u_2(l)$, регистрируемые по изменению смещения АЭ (2.25), после несложных преобразований описываются следующими выражениями:

$$u_1(l) = \Gamma K_{01} \cos[2\pi l / (\lambda / 2)] , \quad (5.12)$$

$$u_2(l) = \Gamma K_{02} \cos \{ [2\pi l / (\lambda / 2)] + (\pi / 2) \} , \quad (5.13)$$

где l – текущее расстояние от ДДА до поверхности бандажного колеса; Γ – приведённый к генератору коэффициент отражения СВЧ излучения; K_{01} , K_{02} – коэффициенты автодетектирования входного сигнала в изменения параметров смещения АЭ; λ – длина волны СВЧ излучения.

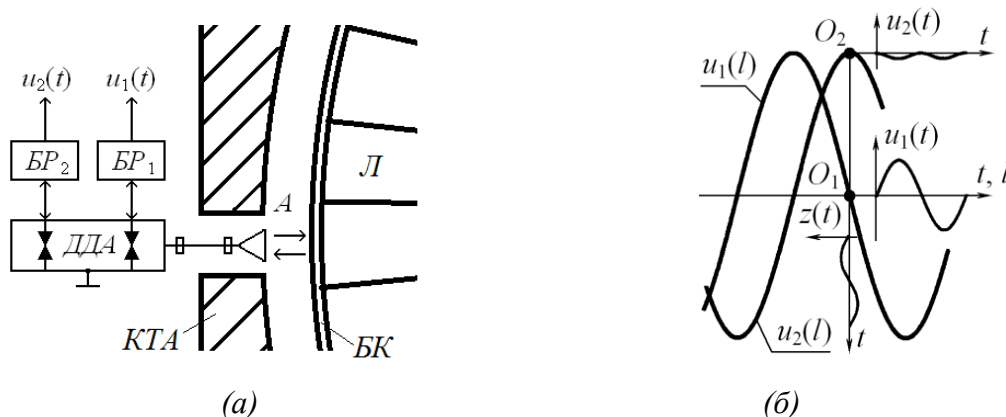


Рисунок 5.16. Структурная схема стенда (а) и принцип преобразования малых виброперемещений $z(t)$ рабочего колеса ТА в выходные сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ ДДА (б): А – антенна; ДДА – двухдиодный автодин; БР₁, БР₂ – блоки регистрации (выделения) автодинного сигнала; БК – бандажное кольцо; Л – лопатки; КТА – корпус турбоагрегата.

Рассмотрим формирование сигналов ДДА при анализе малых отклонений расстояния до рабочего колеса по сравнению с длиной волны излучения. Примем для конкретности гармонический закон вибрации: $z(t) = Z_m \sin \Omega_b t$, где Z_m , Ω_b – амплитуда и частота вибраций. При расчёте сигналов ДДА в выражениях (5.12) и (5.13) расстояние до вибрирующего объекта представим в виде:

$$l(t) = Z_0 - R_0 - \Delta(n, t) + z(t) = l_0 - \Delta(n, t) + Z_m \sin \Omega_b t, \quad (5.14)$$

где $l_0 = Z_0 - R_0$ – расстояние до выбранной рабочей точки на поверхности бандажного пояса; Z_0 – расстояние от АД до оси ротора; R_0 – номинальный радиус рабочего колеса; $\Delta(n, t)$ – отклонения размеров элементов крепления n -ой лопатки с бандажом от значения R_0 .

На рисунке 5.16,б представлены характеристики $u_1(l)$ и $u_2(l)$, поясняющие принцип преобразования вибраций $z(t)$ или отклонения расстояния до колеса в выходные сигналы $u_1(l)$ и $u_2(l)$ датчика. Размах этих характеристик определяется уровнем отражённого СВЧ излучения (через величину коэффициента отражения Γ) и значениями коэффициентов K_{01} , K_{02} . Буквами « O_1 » и « O_2 » на кривых рисунка 5.16,б обозначено положение рабочих точек, которое выбирается в процессе предварительной настройки АД с помощью фазовращателя или перемещением АД на требуемое расстояние $l = l_0$ до отражающей поверхности бандажного пояса.

Положение точки O_1 на рисунке 5.16,б выбрано в середине линейного участка характеристики $u_1(l)$ и поэтому выходной сигнал $u_1(l)$ при малых амплитудах практически повторяет закон вибрации (5.14) (см. кривую $u_1(l)$). Тогда амплитуда вибрации регистрируется по изменению амплитуды автодинного сигнала $u_1(l)$. Крутизна преобразования этих отклонений

$D(l) = d[u_1(l)] / dl = -4\Gamma K_{01} \pi / \lambda$, как видим, зависит от уровня отражённого излучения и значения K_{01} .

Второй выходной сигнал $u_2(l)$ ДДА соответствует рабочей точке O_2 и амплитудному значению функции $u_2(l_0) = \Gamma K_{02}$ (см. кривую $u_2(l)$ на рис. 5.16,б). При этом в силу малости вибраций полученное значение сигнала $u_2(l_0)$ при обработке измерительного сигнала $u_1(l)$ может использоваться для определения крутизны $D(l)$ преобразования и, соответственно, автоматической калибровки датчика.

Следует отметить, что в случае наличия на контролируемой поверхности бандажного пояса каких-либо неоднородностей вида $\Delta(n, t)$, обусловленных, например, элементами крепления лопаток, ДДА позволяет в соответствии с описанным выше алгоритмом обработки сигналов контролировать также высоту (глубину) этих образований. Синхронизация от электромеханического датчика положения ротора и процесса измерения этих неоднородностей с помощью ДДА обеспечивает возможность идентифицировать качество элемента крепления конкретной лопатки к бандажному колесу.

Среднеквадратическая погрешность $\sigma_{\text{ДДА}}$ ДДА измерения амплитуды вибраций и размеров неоднородностей определяется в основном значениями отношения шум-сигнал $\gamma_{\text{ш}}$ и относительной нестабильности частоты γ_{ω} генерации автодина: $\sigma_{\text{ДДА}} = (\lambda / 4\pi)(\gamma_{\text{ш}}^2 + \gamma_{\omega}^2)^{1/2}$, где $\gamma_{\text{ш}} = (P_c / P_{\text{ш}})^{-1/2}$; P_c , $P_{\text{ш}}$ – мощности сигнала отражённого СВЧ излучения и собственных шумов генератора соответственно. При длине волны излучения 8-мм, величине $\gamma_{\text{ш}} = -60$ дБ и нестабильности частоты генерации порядка $\gamma_{\omega} = 5 \cdot 10^{-4}$ расчётное значение погрешности ДДА составляет: $\sigma_{\text{ДДА}} = 0,71 \cdot 10^{-3}$ мм.

На рисунке 5.17 представлены фрагменты временных диаграмм текущего расстояния $l(t_n)$ (в мм) между ДДА и отражающей поверхностью бандажного кольца и автодинных сигналов $u_1(t_n)$ и $u_2(t_n)$. Здесь t_n – текущее время, нормированное относительно периода обращения ротора ТА. Расчёты кривых рисунка 5.17 выполнялись в соответствии с (7.12)–(7.14) для ДДА 8-мм диапазона при $\Gamma = 0,5$, $K_{01}, K_{02} = 1$ и одинаковой высоте всех неоднородностей (5мм) для бандажированного колеса с 50-ю лопатками. Из полученных диаграмм рисунка 5.17 видно, что при изменении текущего расстояния до отражающей поверхности более половины длины волны излучения процесс формирования сигналов сопровождается «осцилляциями», вызванными изменением текущей разности фаз между излучаемыми и принимаемыми колебаниями. Данное явление необходимо учитывать при обработке сигналов.

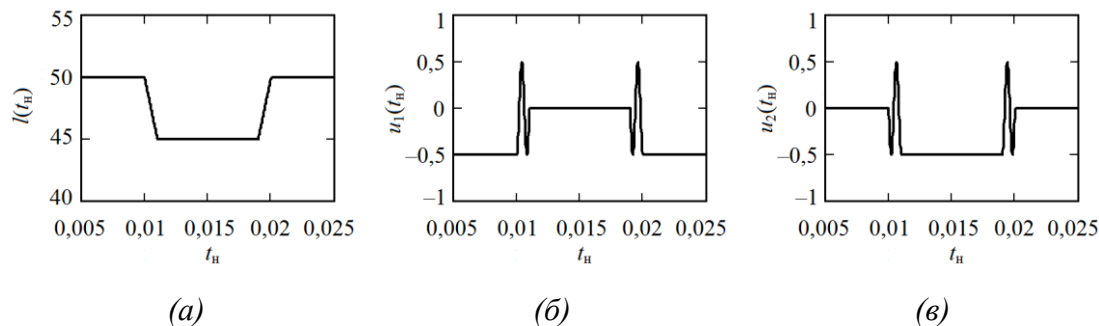


Рисунок 5.17. Временные диаграммы расстояния $l(t_n)$ до отражающей поверхности бандажного кольца (а) и автодинных сигналов $u_1(t_n)$ (б) и $u_2(t_n)$ (в) на выходе ДДА.

На рисунке 5.18 представлены спектрограммы $A_n(\Omega_n)$ (а), (б) выходных сигналов $u_1(t_n)$, $u_2(t_n)$ и $U_n(\Omega_n)$ (в) сигнала $U(t_n) = \{[u_1(t_n)]^2 + [u_2(t_n)]^2\}^{1/2}$, рассчитанные для нормального колеса (а), с дефектами элементов крепления лопаток (б) и при наличии слома части бандажного пояса (в). Здесь Ω_n – нормированная частота (относительно частоты вращения ротора). Из полученных спектрограмм рисунка 5.18 видно, что спектральный анализ сигналов ДДА также обеспечивает контроль состояния бандажированного колеса ТА.

Описанные алгоритмы обработки автодинных сигналов были реализованы в среде программирования LabVIEW 8.6 для персонального компьютера. В качестве объекта экспериментальной проверки использовался ДДА, выполненный, на диоде Ганна AA727A с частотой генерации 37,5 ГГц, и электромеханические имитаторы, описанные в работах [160,327].

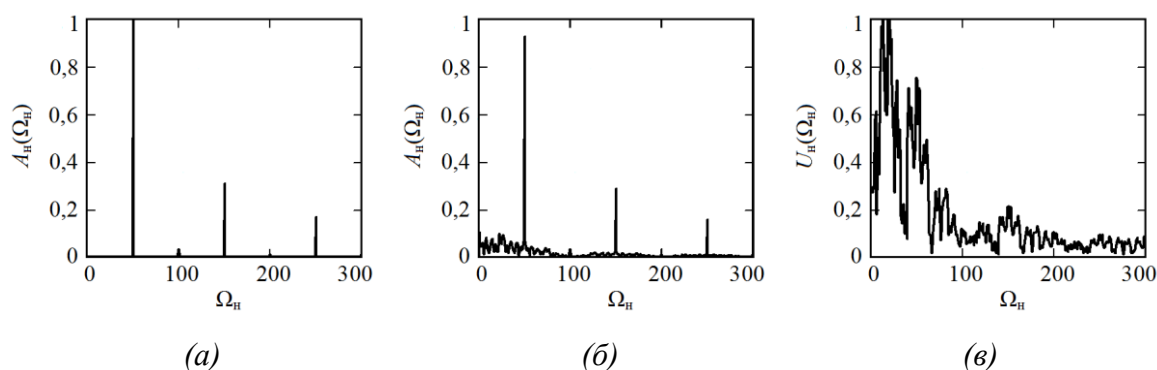


Рисунок 5.18. Спектрограммы $A_n(\Omega_n)$ (а), (б) автодинных сигналов $u_1(t_n)$, $u_2(t_n)$ и $U_n(\Omega_n)$ (в) сигнала $U(\Omega_n)$ ДДА, рассчитанные для нормального колеса (а), с дефектами элементов крепления лопаток (б) и при наличии слома части бандажного пояса (в).

Таким образом, благодаря формированию двух ортогональных сигналов ДДА обеспечивают возможность разработки АД для диагностики состояния бандажированного колеса ТА, обладающих более широкими функциональными возможностями, чем обычные АД. Они позволяют создать автоматически калибрующиеся измерители амплитуды вибраций колеса ТА,

а также анализаторы текущего состояния элементов крепления лопаток. Кроме того, датчик, выполненный на основе ДДА, путём соответствующей обработки сигналов даёт информацию о факте и месте пролома бандажа.

5.6 Моделирование сигналов автодинных датчиков контроля лопаток турбовентиляторных двигателей

Турбовентиляторные двигатели (ТВРД) благодаря своим достоинствам – высокой экономичности – находят широкое применение в авиации. В данном типе двигателей используется вентилятор большого диаметра, создающий до 70–80% всей тяги. В рабочем режиме лопатки вентилятора подвергаются значительным перегрузкам, вызывающим их деформации и вибрации, которые со временем из-за усталости металла способствуют появлению скрытых дефектов. Анализ технического состояния лопаток вентиляторов уделяется особое внимание, при этом определяющая роль в решении их пригодности отводится динамическим испытаниям.

В представленной работе нами выполнен анализ возможности применения радиолокационных датчиков (РД) для диагностики результатов динамических испытаний лопаток вентилятора работающего ТВРД. Для этого разработана электродинамическая модель взаимодействия РД с отражённым излучением от лопаток и выполнен численный анализ сигналов для случаев штатной работы вентилятора и наличия механических дефектов лопаток.

Одним из перспективных РД для диагностики вибраций и перемещений является двухдиодный автодин (ДДА). Он обеспечивает получение двух квадратурных сигналов при конструктивной простоте СВЧ модуля. Выражения, описывающие сигналы $a_1(z_n)$, $a_2(z_n)$ на выходе ДДА, изменения частоты $\chi(z_n)$ генерации и набега фазы $\delta(z_n)$ излучения, имеют вид:

$$a_1(z_n) = \Gamma K_1 \cos \delta(z_n), \quad (5.15) \quad a_2(z_n) = \Gamma K_2 \sin \delta(z_n), \quad (5.16)$$

$$\chi(z_n) = -\Gamma L_a \sin[\delta(z_n) + \theta], \quad (5.17) \quad \delta(z_n) = \Phi_{\text{нф}} - C_{\text{ос}} \sin[\delta(z_n) + \theta], \quad (5.18)$$

где K_1 , K_2 , L_a – коэффициенты автодетектирования и автодинной девиации частоты; $\Phi_{\text{нф}} = 2\pi z_n + \Phi_{\Gamma} + \psi_{12}$ – полный набег фазы отраженного излучения; $\psi_{12} = \psi_1 - \psi_2$; ψ_1 , ψ_2 , θ – углы фазового смещения; $C_{\text{ос}} = 2\pi z_n \Gamma L_a$ – параметр обратной связи; Γ и Φ_{Γ} – модуль и фаза приведённого к автодину комплексного коэффициента отражения: $\dot{\Gamma} = \Gamma \exp(j\Phi_{\Gamma})$; $z_n = 2z / \lambda$ – нормированное расстояние до поверхности лопаток; λ – длина волны излучения. Для РД с гомодинным построением приёмопередатчика выражения (5.15) и (5.16) также имеют смысл, но

в (5.18) нужно положить $C_{oc}, \Psi_{12} = 0$.

На рисунке 5.19,а представлен внешний вид рабочего колеса вентилятора ТВРД. На нём показано пятно электромагнитного поля (ЭМП) РД на расстоянии R от оси ротора. На рисунке 5.19,б приведена развертка лопаток вдоль продольной оси y пятна ЭМП. Лопатки, расположенные с шагом Δ , заменены бесконечными плоскостями шириной L , образующими углы α_n с плоскостью окружности радиусом R .

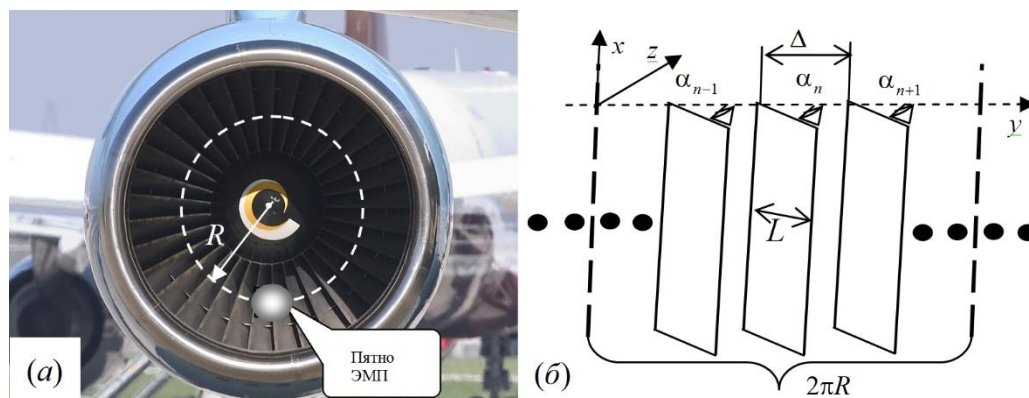


Рисунок 5.19. Внешний вид лопаток вентилятора ТВРД с пятном ЭМП (а) и развертка сечения лопаток по центру пятна ЭМП в координатах xuz (б).

Для определения в (5.15) – (5.18) модуля Γ и фазы Φ_r воспользуемся методом [245], согласно которому в зоне Френеля антенны в качестве модели ЭМП используем двумерный пучок Гаусса-Эрмита нулевого порядка. Тогда при апертуре антенны с сечением $a \times b$ выражение для вычисления $\dot{\Gamma}$ представляет собой интеграл по площади $S_{об}$ облучаемой поверхности объекта локации, заданной как $f(x, y)$:

$$\dot{\Gamma} = -e^{-j2\pi z_n} \int_{S_{об}} \frac{\exp[-j4\pi f(x, y)]}{\pi ab(1 - jD_a)(1 - jD_b)} e^{D_{xy}} dx dy, \quad (5.19)$$

где $D_a = \lambda z / 2\pi a^2$, $D_b = \lambda z / 2\pi b^2$ – приведенные расстояния вдоль оси z ;
 $D_{xy} = -\{[x^2 / a^2(1 - jD_a)] + [y^2 / b^2(1 - jD_b)]\}$.

На рисунке 5.20 представлены результаты расчёта сигналов РД согласно (5.15)–(5.18) и их обработки с применением пакета программ MatchCAD. Программа вычислений была составлена для вентилятора ТВРД с 16 лопатками, имеющими относительные ширину $L/b = 4$ и шаг $\Delta = 2L$, при этом размеры пятна $a/b = 1$. Расчёты выполнялись при расстоянии от РД до поверхности лопаток $z_n = 100$, угле атаки неисправной лопатки $\alpha_8 = 0,05$, а остальных: $\alpha_n = 0,1$, где $n \neq 8$. Сигнал $\Gamma(n)$, пропорциональный модулю коэффициента отражения, находился как: $\Gamma(n) = \{[a_1(n)]^2 + [a_2(n)]^2\}^{1/2}$. Спектр сигналов $\Gamma(F_n)$ рассчитывался по программе БПФ за

полный оборот колеса вентилятора ТВРД.

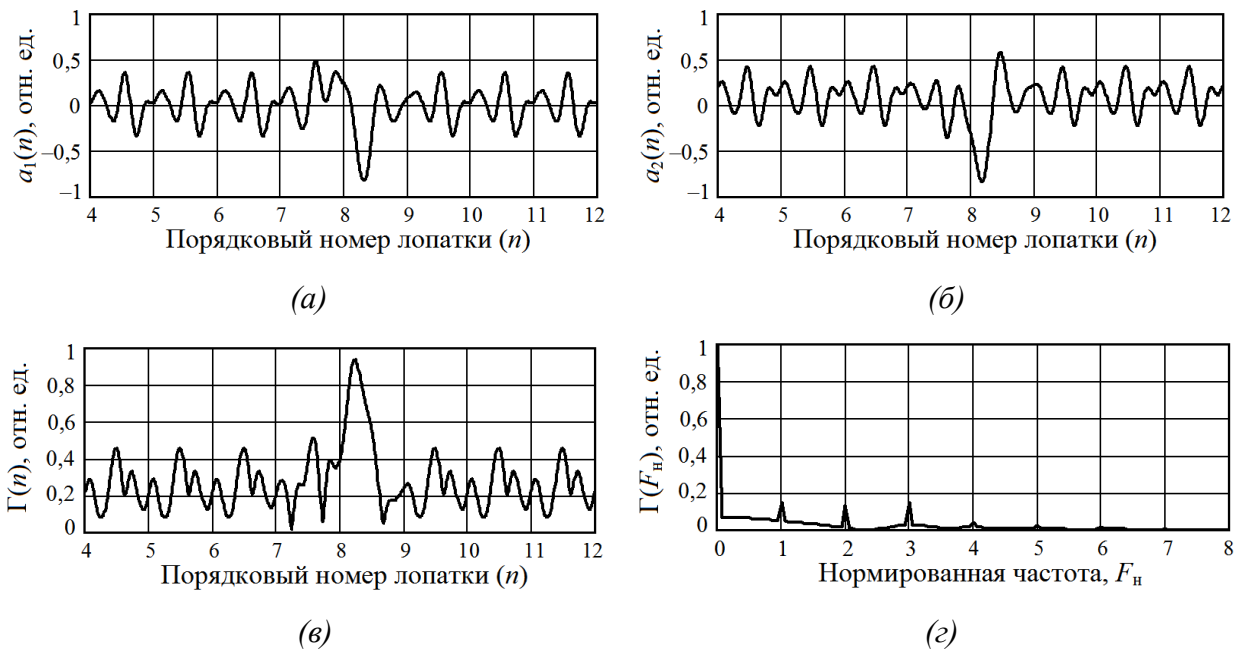


Рисунок 5.20. Эпюры выходных сигналов РД $a_1(n)$ (а), $a_2(n)$ (б), модуля коэффициента отражения $\Gamma(n)$ (в) и спектрограмма (г) сигнала $\Gamma(n)$.

Из полученных результатов видно, что наличие дефекта одной из лопаток вызывает нарушение периодичности выходных сигналов РД. Синхронизация развёртки сигнала за период вращения вала обеспечивает возможность определения номера дефектной лопатки. Изменения амплитуды сигнала, пропорционального модулю коэффициента отражения $\Gamma(n)$, характеризуют характер неисправности: амплитуда его возрастает при уменьшении угла атаки и наоборот. Анализ спектрального состава сигнала и его связь с дефектами требует своего дальнейшего изучения.

Таким образом, показана перспективность применения РД для решения задач радиолокационной диагностики лопаток вентилятора ТВРД.

5.7 Двухдиодные автодины в системах контроля внешних размеров металлических изделий

Выше показана перспективность применения двухдиодных автодинов (ДДА) в качестве датчиков для бесконтактного контроля параметров вибраций в решении задач диагностики состояния турбоагрегатов, машин и механизмов, а также контроля лопаток турбовентиляторных двигателей. Целью настоящих исследований является определение некоторых новых возможностей устройств, выполненных на их основе, при решении задач радиоволнового контроля внешних размеров изделий из металла.

Измерение размеров изделий с помощью ДДА можно выполнять двояко. В первом варианте

ДДА можно использовать как известный «доплеровский» измеритель скорости движения объектов и длины пройденного пути при интегрировании числа периодов (или полупериодов) сигнала [22,89]. Во втором варианте измерение и контроль размеров изделий заключается в использовании фазовой чувствительности автодина [22,76,367,368].

По первому варианту использования ДДА при обработке сигналов учитывается соответствие каждого периода автодинного сигнала радиальному перемещению объекта на расстояние, равное половине длины волны ($\lambda / 2$) СВЧ излучения. Очевидно, что если при этом учитывается каждый переход сигнала через нуль, то отсчёты пройденного пути будут следовать через четверть длины волны ($\lambda / 4$). Поэтому при использовании одного из выходных сигналов $u_1(t)$ или $u_2(t)$ ДДА, можно обеспечить максимальную погрешность измерения до $\lambda / 4$ (2 мм при $\lambda = 8$ мм). Тогда как совместная обработка автодинных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ при условии их ортогональности позволяет повысить точность измерений ещё в два раза.

На рисунке 5.21 представлена блок-схема стенда для выполнения измерений по первому варианту с помощью ДДА при регистрации сигналов в цепи питания СВЧ диодов.

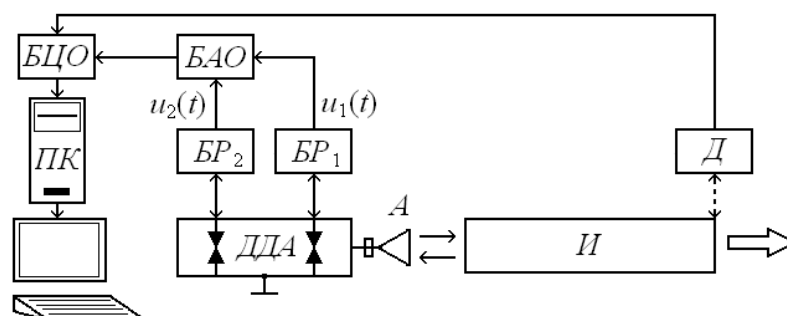


Рисунок 5.21. Блок-схема стенда: A – антенна; BP_1 , BP_2 – блоки регистрации (выделения) автодинного сигнала; $БАО$ – блок аналоговой обработки сигналов; $БЦО$ – блок цифровой обработки сигналов; $Д$ – датчик начала отсчёта измерения; $ДДА$ – двухдиодный автодин; $И$ – изделие; $ПК$ – персональный компьютер.

В этом стенде (см. рисунок 5.21) ДДА непосредственно связан с антенной A . Напряжение (ток) питания к АЭ каждого модуля поступает через блоки регистрации BP_1 и BP_2 , которые, в свою очередь, преобразуют автодинные изменения тока или напряжения смещения АЭ в напряжения выходных сигналов $u_1(t)$, $u_2(t)$. Данные сигналы подаются для отдельного усиления и фильтрации в блок аналоговой обработки $БАО$. С выхода $БАО$ они следуют на входы каналов аналогового ввода модуля NI-9205 фирмы National Instruments в составе платформы DAQ-9172 блока цифровой обработки $БЦО$. Далее оцифрованные сигналы поступают по интерфейсу USB в персональный компьютер $ПК$ для обработки с помощью виртуального прибора, созданного в LabVIEW 8.6. Датчик $Д$, реагирующий, на появление одного, затем

другого торца изделия I , предназначен для формирования сигналов начала и конца отсчёта измерения.

На рисунке 5.22 представлены временные диаграммы выходных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ ДДА (см. кривые 1 и 2). В моменты пересечения этими сигналами нулевого уровня формируются импульсы $u_\phi(t)$ (см. кривую 3). Сигналы от специальных датчиков начала и конца измерения формируют измерительный интервал $u_{изм}(t)$ (см. кривую 4). Отсчёт числа импульсов $u_\phi(t)$, попавших в измерительный интервал $u_{изм}(t)$, и умножение на коэффициент $\lambda / (8 \cos \varphi)$, где φ – угол между вектором скорости движения объекта и осью диаграммы направленности антенны, позволяет определить требуемый размер, например, длину балки на прокатном стане, сляба установки непрерывной разливки стали или пройденный каким либо контролируемым объектом путь.

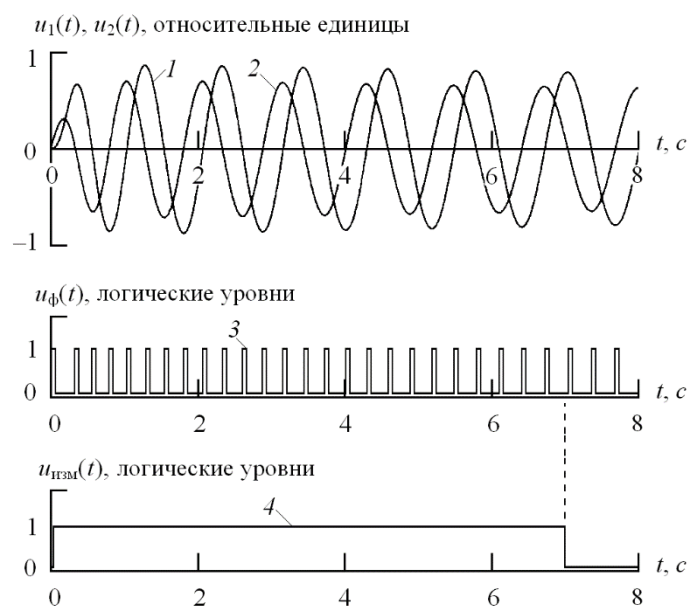


Рисунок 5.22. Временные диаграммы выходных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ двухдиодного автодина, формирователя импульсов $u_\phi(t)$ перехода сигналов через «нуль» и измерительного интервала $u_{изм}(t)$.

Описанный алгоритм обработки автодинных сигналов был реализован в среде программирования LabVIEW 8.6 для персонального компьютера. В качестве объекта экспериментальной проверки описанного алгоритма использовался отражатель в виде квадратной пластинки 5x5 см, связанный с кривошипно-шатунным механизмом для получения его возвратно-поступательного движения и приводом от электродвигателя. Моменты начала и конца измерения отмечались с помощью щелевого фотодатчика, реагирующего на прохождение пластинки. ДДА, выполненный на диодах Ганна AA727A с частотой генерации 37,5 ГГц,

обеспечивал отсчёт контролируемого расстояния между датчиками с дискретностью 1 мм.

Во втором варианте использования ДДА измерение размеров изделий из металла состоит в сравнении размера l_0 образцового изделия *ОИ* с размером $l = l_0 + \Delta l$ контролируемого изделия *КИ*, и преобразовании отклонения Δl этого размера от номинального значения (см. рисунок 5.23) в напряжение u выходного сигнала. Для этого в качестве дискриминационной характеристики используется один из «скатов» зависимости значения выходного сигнала u автодина от набега фазы $\delta(l)$ отражённого излучения, например, $u_1(l) \equiv u_1[\delta(l)]$.

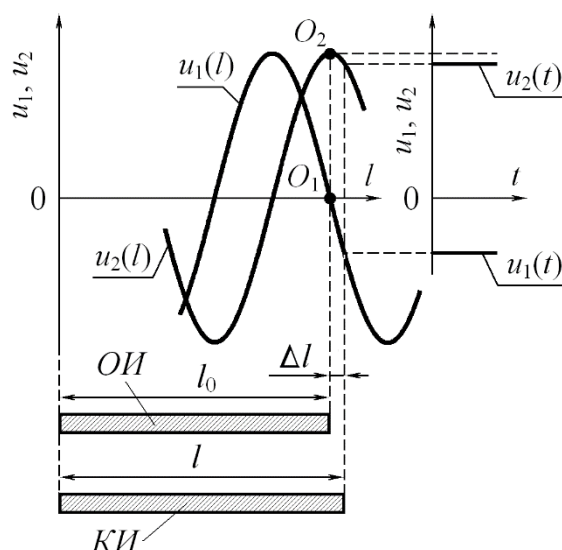


Рисунок 5.23. Принцип преобразования отклонения линейного размера Δl контролируемого изделия *КИ* в выходные сигналы u_1 и u_2 ДДА.

Путём перемещения автодинного датчика относительно поверхности изделия производится предварительная настройка начального набега фазы $\delta_{01}(l) = (2\omega_0 l_0 / c) - \psi_{01}$ отражённого СВЧ излучения таким образом, чтобы рабочая точка находилась в положении O_1 и при этом $u_1(l) = 0$ (см. кривую $u_1(l)$ на рисунке 5.23). Тогда отклонение Δl регистрируется по изменению автодинного сигнала u_1 контролируемого изделия *КИ* относительно нулевого уровня сигнала, полученного от образцового изделия *ОИ*. Крутизна преобразования этих отклонений $D(l) = d[u_1(l)] / dl = -4\Gamma K_{01} K_{np} \pi / \lambda$, как видим, зависит от уровня отражённого излучения (через величину коэффициента Γ), а также нестабильности коэффициентов K_{01} и K_{np} .

Второй выходной сигнал u_2 ДДА для образцового изделия соответствует рабочей точке O_2 и амплитудному значению функции $u_2(l_0) = \Gamma K_{02} K_{np}$ (см. кривую $u_2(l)$ на рисунке 5.23). При малых отклонениях размера контролируемого изделия относительно образцового изменениями $u_2(l)$ можно пренебречь. Таким образом, полученное значение сигнала $u_2(l_0)$ при обработке

измерительного сигнала $u_1(l)$ может использоваться для определения крутизны $D(l)$ преобразования и, соответственно, автоматической калибровки датчика.

В случае работы датчика, например, в процессе измерения на прокатном стане толщины листа, показанные на рисунке 5.23 сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ являются непрерывными функциями времени и могут использоваться в замкнутой системе управления размером изделия. В случае выполнения отдельных контрольно-измерительных операций с изделиями выходные сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ автодинного датчика являются дискретными, которые могут использоваться для управления сортировкой или разбраковкой поступающих изделий.

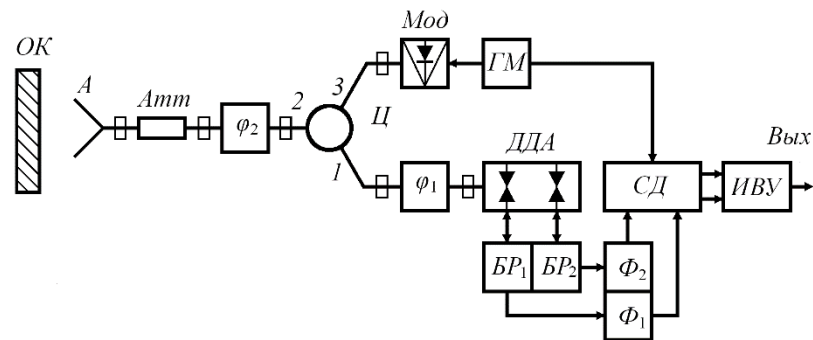


Рисунок 5.24. Блок-схема автодинного датчика для контроля размеров изделий, исключая влияние постоянной составляющей сигнала.

Для реализации фазового метода измерения размеров изделий, в принципе, может использоваться описанный выше стенд (см. рисунок 5.21). При этом на выходе блоков регистрации $БР_1$ и $БР_2$ необходимо использовать сигналы u_{0n} с учётом постоянной составляющей. Уровень этой составляющей обычно значительно превышает амплитуду автодинных изменений и отличается нестабильностью из-за воздействия различных факторов, в том числе температуры окружающей среды, и изменений режима колебаний на АЭ генератора. Поэтому применение этих сигналов для дальнейшей обработки сопряжено со снижением точности измерений. На рисунке 5.24 представлена блок-схема автодинного датчика, в котором для снижения влияния отмеченных факторов, а также фликкерных флуктуаций используется амплитудная модуляция СВЧ излучения и синхронное детектирование автодинного сигнала на частоте модуляции [367].

Создаваемое ДДА СВЧ излучение (см. рисунок 5.24) поступает через фазовращатель φ_1 , плечи 1–2 циркулятора Ц, фазовращатель φ_2 , аттенюатор *Атт* в приёмопередающую антенну *A* и направляется на поверхность объекта контроля *OK*. Отражённое от этой поверхности СВЧ излучение возвращается в антенну *A* и далее через аттенюатор *Атт*, фазовращатель φ_2 и плечи 2–3 циркулятора Ц поступает на вход *pin*-модулятора *Мод*. С помощью этого модулятора

осуществляется амплитудная модуляция отражённого СВЧ излучения. Частота и глубина модуляции задаются генератором модуляции $ГМ$. Отражённое от pin -модулятора $Мод$ излучение, пройдя через плечи $3-1$ циркулятора $Ц$ и фазовращатель φ_1 , воздействует на $ДДА$. Данное воздействие вследствие автодинного эффекта приводит к изменениям параметров автоколебаний генератора и постоянной составляющей тока или напряжения АЭ, которые зависят от общего набега фазы $\delta(l)$ отражённой волны. Изменения постоянной составляющей смещения АЭ выделяются в виде амплитудно-модулированного сигнала с помощью блоков регистрации $БР_1$ и $БР_2$.

Далее полученные сигналы на частоте модуляции «очищаются» от фликкер-шумов СВЧ генератора $ДДА$ с помощью селективных фильтров Φ_1 , Φ_2 и поступают на соответствующие входы узла синхронных детекторов $СД$. На вторые входы этих детекторов подаётся опорное колебание от генератора модуляции $ГМ$. Выходные напряжения синхронных детекторов $СД$ далее следуют в измерительно-вычислительное устройство $ИВУ$. В этом устройстве производится калибровка чувствительности датчика и формирование выходных данных $Вых$ о величине и знаке отклонения размера, а также сигналов «Норма» и «Брак» в случае выхода значений измерения за пределы установленных допусков.

Модуляция отражённого СВЧ излучения с помощью pin -модулятора $Мод$ позволяет увеличить на 15...20 дБ чувствительность датчика по сравнению с вариантом без модуляции. Небольшое постоянное напряжение смещения на pin -диоде модулятора, позволяет линеаризовать модуляционную характеристику этого диода и осуществить модуляцию отражённого СВЧ излучения по закону, близкому гармоническому. Это также способствует повышению чувствительности датчика за счёт увеличения энергии первой гармоники модулированного отражённого излучения.

Фазовращатель φ_1 служит для компенсации паразитного прохождения излучения на pin -модулятор $Мод$ через плечи $1-3$ циркулятора $Ц$ и обратно в $ДДА$. Для этого при отсутствии в поле излучения антенны $А$ объекта контроля $ОК$ с помощью фазовращателя φ_1 устанавливается сдвиг фаз, при котором на выходе блока регистрации $БР$ сигнал имеет наименьшую величину.

Начальная установка рабочей точки $О_1$ (см. рисунок 5.23) в нулевое положение выполняется изменением набега фазы $\delta(l)$ отражённого излучения при помощи переменного фазовращателя φ_2 , когда в поле излучения антенны $А$ устанавливается образцовое изделие. Затем для калибровки датчика в поле излучения $А$ устанавливаются изделия с известными размерами, и при помощи переменного аттенюатора $Атт$ задаётся требуемое значение выходного сигнала.

Среднеквадратическая погрешность $\sigma_{ш}$ измерений описанным здесь «фазовым» методом

определяется эффективным значением относительных флуктуаций $i_{ш\text{эф}}$ величины смещения АЭ, а также зависит от уровня автодинного сигнала $\Gamma K_{0н} K_{нр}$ и крутизны $D(l_0)$ дискриминационной характеристики в рабочей точке O_1 . Выражение, полученное с учётом работ [357], для составляющей погрешности $\sigma_{ш}$, обусловленной шумами, имеет вид:

$$\sigma_{ш} = i_{ш\text{эф}} / [\Gamma K_{0н} K_{нр} D(l_0)] = (\lambda / 4\pi) \gamma_{ш}, \quad (5.20)$$

где $\gamma_{ш} = 1 / q_{с/ш}$ – относительный уровень шума на выходе АД; $q_{с/ш} = (P_c / P_{ш})^{1/2}$ – отношение сигнал/шум; $P_c = P_0 \Gamma^2$, $P_{ш} = k T_{ш} M_{ш} \Delta F$ – мощности сигнала отражённого излучения и собственных шумов генератора соответственно; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_{ш}$ – эквивалентная шумовая температура АЭ; $M_{ш}$ – мера шума; ΔF – полоса анализируемых частот. Из (5.20) видно, что потенциальная точность измерений растёт с уменьшением длины волны λ излучения и увеличением отношения сигнал/шум $q_{с/ш}$.

Кроме шумовой составляющей $\gamma_{ш}$ погрешности измерения автодинному датчику свойственны также погрешности, обусловленные изменениями уровня отражённого излучения в зависимости от качества обработки поверхности изделий и условий её облучения $\gamma_{\Gamma} = \Delta \Gamma / \Gamma$, нестабильностями коэффициента автодетектирования $\gamma_K = \Delta K_0 / K_0$ и частоты $\gamma_{\omega} = \Delta \omega_0 / \omega_0$ генерации автодинного генератора. Принимая во внимание статистическую независимость этих составляющих, получим выражение для оценки абсолютной погрешности σ_a автодинного метода измерения размеров:

$$\sigma_a = (\lambda / 4\pi) \sqrt{\gamma_{ш}^2 + \gamma_{\Gamma}^2 + \gamma_K^2 + \gamma_{\omega}^2}, \quad (5.21)$$

Нестабильность частоты ДДА в диапазоне температур $\pm 50^\circ\text{C}$ получена $\gamma_{\omega} = 3,2 \cdot 10^{-4}$, относительные изменения коэффициента автодетектирования в этом диапазоне температур составили $\gamma_K = 0,5 \cdot 10^{-3}$. Влияние изменений коэффициента отражения Γ можно корректировать, как показано выше, введением автоматической калибровки непосредственно при выполнении измерения сигналом ортогонального канала ДДА, поэтому составляющей γ_{Γ} в (5.21) пренебрежём. При величине $q_{с/ш} = 60\text{дБ}$ расчётное значение относительного уровня шумов составляет $\gamma_{ш} = 1 \cdot 10^{-3}$. Таким образом, в диапазоне 8-мм расчётное значение погрешности σ_a согласно (5.21) составляет: $\sigma_a = 0,74 \cdot 10^{-3}$ мм.

Резюмируя настоящий раздел, отметим, что благодаря формированию двух ортогональных сигналов и значительно меньшей девиации частоты генерации ДДА обеспечивают возможность

создания датчиков и измерителей размеров изделий с улучшенными характеристиками по сравнению с известными приборами, выполненными на базе обычных (однодиодных) автодинов.

В случае использования доплеровского метода измерения длины изделия при его относительном перемещении погрешность измерения уменьшается в два раза. При реализации фазового метода измерения размеров применение ДДА позволяет создать самокалибрующиеся радиоволновые измерители, исключая влияние изменений уровня отраженного СВЧ излучения на точность измерений.

5.8 Автодинные датчики для бесконтактного контроля внутренних размеров металлических изделий

В процессе производства и эксплуатации труб и других изделий возникает задача бесконтактного измерения и контроля отклонения от номинального значения их внутреннего диаметра. Среди бесконтактных методов измерений известен радиоволновый метод, использующий различные принципы построения первичных преобразователей (датчиков) линейного размера (диаметра) в выходной электрический сигнал [22].

В свою очередь среди радиоволновых датчиков известны автодинные устройства, которые применяются в химической промышленности и других отраслях промышленности в качестве высокочувствительного устройства для контроля износа труб [369,370]. Данные датчики имеют простейшую конструкцию измерительной головки, поскольку в них АД совмещает в себе одновременно функции передатчика, формирующего тестовое излучение для контролируемого объекта, и приёмника, регистрирующего полезный информационный сигнал низкой частоты. Однако известные устройства не обеспечивают возможность определения овальности отверстий и выявления локальных дефектов изделия. Свободен от указанного недостатка датчик, описанный в работе [367], однако данное устройство отличается сложностью конструкции и накладывает высокие требования к точности установки контролируемого изделия на измерительную головку, что является не всегда приемлемым в условиях эксплуатации. В настоящем разделе диссертации дано описание двух новых технических решений автодинных датчиков, полученных в ходе выполнения диссертационных исследований [348,349]. Датчики, как отмечалось, предназначены для бесконтактного контроля внутренних размеров различных полостей и отверстий в изделиях из металла.

Сущность первого предложения поясняется структурной схемой автодинного датчика, представленной на рисунке 5.25, а принцип действия – эпюрами на рисунке 5.26. Рассмотрим работу первого датчика, реализующего получение квадратурных сигналов с помощью

переменного фазовращателя СВЧ излучения [349], более подробно.

СВЧ колебания генератора 1 в виде первичного излучения распространяются по линии передачи через проходной двухпозиционный фазовращатель 3, который изменяется фазу излучения на угол φ . Далее это излучение, следуя через циркулятор 4, поступает в первую приёмопередающую антенну 5. Данная антенна формирует излучение, которое облучает первую локальную область на внутренней поверхности изделия 7 с одной его стороны. Отражённое от первой локальной области СВЧ излучение возвращается в первую приёмопередающую антенну 5 и далее, благодаря развязывающему свойству циркулятора 4, отделяется от облучающего излучения, следует волноводным трактом через циркулятор 4 во вторую приёмопередающую антенну 6. Вторая приёмопередающая антенна 6 формирует СВЧ излучение, которое облучает вторую локальную область на внутренней поверхности изделия 7, но с противоположной стороны отверстия относительно первой локальной области. Отражённое от второй локальной области СВЧ излучение возвращается во вторую приёмопередающую антенну 6 и далее, благодаря развязывающему свойству циркулятора 4, отделяется от облучающего излучения и следует волноводным трактом обратно в автодинный СВЧ генератор 1. При этом это излучение, проходя через двухпозиционный фазовращатель 3, дополнительно изменяет свою фазу на заданный угол φ и поступает в резонатор автодинного СВЧ генератора 1 в виде вторичного излучения.

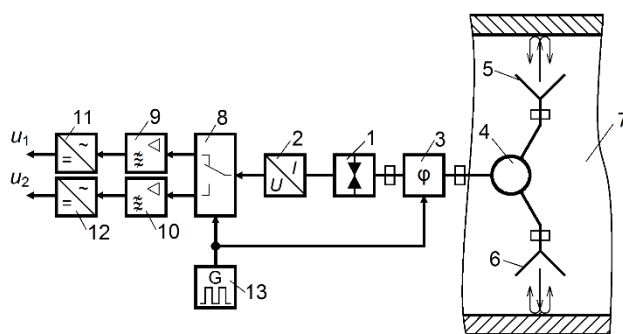


Рисунок 5.25. Блок-схема автодинного измерителя отклонений от номинального значения внутренних размеров металлических изделий: 1 – автодинный СВЧ генератор; 2 – блок выделения автодинного сигнала; 3 – двухпозиционный проходной фазовращатель; 4 – трёхплечий циркулятор; 5 и 6 – приёмопередающие антенны (излучатели); 7 – контролируемое изделие; 8 – аналоговый коммутатор на два положения; 9 и 10 – полосовые усилители на частоте коммутатора; 11 и 12 – амплитудные детекторы; 13 – тактовый генератор.

Вторичное излучение в автодинном СВЧ генераторе 1 вызывает изменения частоты $\Delta\omega$ генерации, а также амплитуды a колебаний и величины смещения ν АЭ. Влиянием изменений частоты $\Delta\omega$, особенно при использовании стабилизированных СВЧ генераторов, на формирование автодинных сигналов можно пренебречь. Тогда для первого случая, когда

проходной двухпозиционный фазовращатель 3 вносит в СВЧ излучение фазовый сдвиг φ_1 , относительные изменения величины смещения на АЭ и амплитуды колебаний описываются следующими выражениями:

$$v_1 = \Gamma_1 \Gamma_2 W K_0 \cos[(4\pi l / \lambda) + 2\varphi_1 - \psi_0], \quad (5.22)$$

$$a_1 = \Gamma_1 \Gamma_2 W K_a \cos[(4\pi l / \lambda) + 2\varphi_1 - \psi_1], \quad (5.23)$$

где v_1 и a_1 – относительные изменения смещения АЭ и амплитуды колебаний автодинного СВЧ генератора для первого случая; Γ_1 , Γ_2 – коэффициенты отражения (по амплитуде) СВЧ излучения от первой и второй локальных областей на внутренней поверхности изделия; W – амплитудный коэффициент затухания излучения при его распространении волноводным трактом по пути от автодинного СВЧ генератора до обеих локальных областей на внутренней поверхности изделия и обратно; K_0 , K_a – коэффициенты автодетектирования и автодинного усиления, зависящие от внутренних параметров автодинного СВЧ генератора; l – общая протяженность пройденного СВЧ излучением пути от автодинного СВЧ генератора до указанных локальных поверхностей изделия и обратно; ψ_0 , ψ_1 – углы фазового смещения соответствующих автодинных изменений, зависящие от внутренних параметров автодинного СВЧ генератора.

Для второго случая, когда проходной двухпозиционный фазовращатель 3 вносит в СВЧ излучение фазовый сдвиг φ_2 , относительные изменения величины смещения v_2 АЭ и амплитуды a_2 колебаний описываются следующими выражениями:

$$v_2 = \Gamma_1 \Gamma_2 W K_0 \cos[(4\pi l / \lambda) + 2\varphi_2 - \psi_0], \quad (5.24)$$

$$a_2 = \Gamma_1 \Gamma_2 W K_a \cos[(4\pi l / \lambda) + 2\varphi_2 - \psi_1], \quad (5.25)$$

Изменения смещения v_1 , v_2 АЭ и амплитуды a_1 , a_2 колебаний автодинного СВЧ генератора 1 с помощью блока 2 выделения автодинного сигнала преобразуются в выходные сигналы u_{c1} , u_{c2} , которые попарно (v_1 , v_2 и a_1 , a_2) отличаются лишь углами относительного фазового смещения, зависящего от разности фаз $\Delta\varphi = 2(\varphi_1 - \varphi_2)$, вносимой проходным двухпозиционным фазовращателем 3 для первого и второго случаев. При выборе этой разности 90 градусов выражения для выходных сигналов блока 2 выделения автодинных сигналов без учёта углов ψ_0 и ψ_1 запишем в виде:

$$u_{c1}(l) = U_m \cos[(4\pi l / \lambda)], \quad (5.26)$$

$$u_{c2}(l) = U_m \cos[(4\pi l / \lambda) + (\pi / 2)], \quad (5.27)$$

где $U_m = A_0 \Gamma_1 \Gamma_2 W K_1$ – амплитуда автодинного сигнала на выходе блока 2 выделения; A_0 –

амплитуда колебаний автодинного СВЧ генератора 1.

Под действием периодически изменяющегося по прямоугольному закону (например, в виде меандра) выходного напряжения тактового генератора 13 вносимый проходным двухпозиционным фазовращателем 3 фазовый сдвиг СВЧ излучения в передающем тракте автодинного измерителя также периодически меняется. Это вызывает на выходе блока 2 выделения автодинного сигнала периодические изменения его уровня. С помощью аналогового коммутатора 8 на два положения, управляемого тактовым генератором 13, выходной сигнал блока 2 выделения разделяется на два сигнала, каждому из которых соответствует свой сдвиг фазы СВЧ излучения в передающем тракте автодинного датчика.

Эти сигналы далее подаются на входы полосовых усилителей 9 и 10, имеющих центральную частоту равной частоте тактового генератора 13, и усиливаются по амплитуде. С выходов усилителей 9 и 10 усиленные по амплитуде сигналы далее соответственно поступают на амплитудные детекторы 11 и 12, где переменные напряжения сигналов преобразуются в постоянные напряжения сигналов. Выражения для данных сигналов запишем в виде:

$$u_1(l) = A_{m1} \cos[(4\pi l / \lambda)], \quad (5.28)$$

$$u_2(l) = A_{m2} \cos[(4\pi l / \lambda) + (\pi / 2)], \quad (5.29)$$

где $A_{m1} = U_m K_{yc1} K_{дет1}$, $A_{m2} = U_m K_{yc2} K_{дет2}$ – амплитуды автодинных сигналов на выходе устройства; K_{yc1} , K_{yc2} – коэффициенты усиления полосовых усилителей 9 и 10 с учётом потери постоянной составляющей выходного сигнала блока выделения 2; $K_{дет1}$, $K_{дет2}$ – коэффициенты передачи амплитудных детекторов 11 и 12.

На рисунке 5.26, поясняющей принцип преобразования отклонений от номинального значения внутреннего размера Δl изделия в выходные сигналы, представлен вид функций $u_1(l)$ и $u_2(l)$. В окрестности рабочей точки D_0 функция $u_1(l)$ имеет смысл дискриминационной характеристики автодинного датчика: $u_1 \equiv u_1(\Delta l)$. В этой точке обеспечивается наибольшая крутизна преобразования $S_{пр}$, которая определяется как первая производная функции $u_1(l)$ в этой точке: $S_{пр} = 4\pi A_{m1} / \lambda$.

При этом в рабочей точке D_A функции $u_2(l)$ выходной сигнал соответствует уровню его амплитуды $u_2(l) = A_{m2}$. Данный уровень точно также зависят от параметров Γ_1 , Γ_2 , W , как и уровень амплитуды A_{m1} сигнала $u_1(l)$. При этом зависимость этих амплитуд от значений коэффициентов K_{yc1} , K_{yc2} усиления полосовых усилителей 9, 10 и коэффициентов $K_{дет1}$, $K_{дет2}$ передачи амплитудных детекторов 11, 12 можно выровнять соответствующей регулировкой в

этих узлах. Поэтому графики $u_1(l)$ и $u_2(l)$ на рисунке 5.26 построены при одинаковой амплитуде $A_m = A_{m1} = A_{m2}$ и получаемое в точке D_A значение A_{m2} может учитываться при вычислении крутизны $S_{пр}$ дискриминационной характеристики $u_1(l)$.

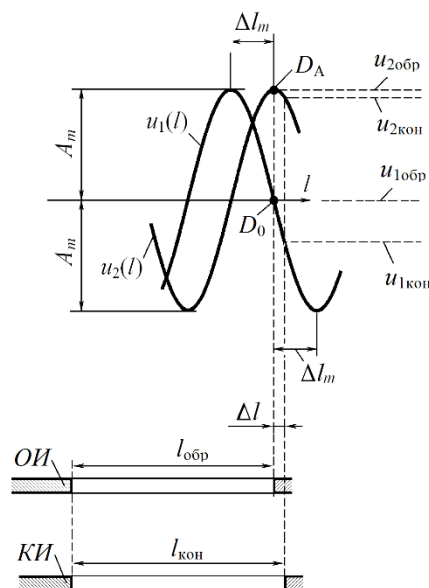


Рисунок 5.26. Эпюры, поясняющие принцип преобразования отклонений внутреннего размера изделий в выходной сигнал автодинного измерителя: ОИ – образцовое изделие; КИ – контролируемое изделие.

Перед проведением измерений внутренних размеров изделий сначала находят положение рабочей точки D_0 . Для этого автодинный измеритель вводят в полость образцового изделия (ОИ) с номинальным значением внутреннего размера $l_{обр}$ (см. эпюры на рисунке 5.26) и выполняют регулировку электрической длины волноводного тракта между автодинным СВЧ генератором 1 и проходным двухпозиционным фазовращателем 3. Это достигается изменением его физической протяжённости или введением в этот тракт дополнительного регулируемого фазовращателя. Данную регулировку выполняют до нахождения такой электрической длины волноводного тракта, при которой выходной сигнал блока 2 выделения автодинного сигнала обеспечивает своё среднее значение $u_{1обр}$ на дискриминационной характеристике, соответствующее рабочей точке D_0 .

Для измерения отклонения $\Delta l_{изм}$ внутренних размеров $l_{кон}$ контролируемого изделия от номинального значения $\Delta l_{изм} = l_{кон} - l_{обр}$ автодинный измеритель помещают в полость контролируемого изделия (КИ) (см. эпюры на рисунке 5.26). Полученное значение отклонения выходного сигнала $\Delta u_{изм} = u_{1кон} - u_{1обр}$ умножают на величину крутизны преобразования $S_{пр}$ и

получают искомый результат: $\Delta l_{\text{изм}} = \Delta u_{\text{изм}} S_{\text{пр}}$. При этом крутизна преобразования находится как: $S_{\text{пр}} = 4\pi u_{2\text{кон}} / \lambda$, где $u_{2\text{кон}}$ – значение выходного сигнала на выходе блока 2 выделения автодинного сигнала. Отметим, что при выборе длины волны λ излучения автодинного датчика такой, что измеряемые максимальные отклонения $\Delta l_{\text{изм}}$ размеров $\Delta l_{\text{изм(макс)}} \ll \lambda / 8$, влиянием отклонений $u_{2\text{кон}}$ от значения $u_{2\text{обр}}$ можно пренебречь.

Таким образом, предложенный автодинный датчик обеспечивает возможность при выполнении измерений одновременно учитывать изменения крутизны преобразования, вызванной указанными в критике прототипа факторами, и тем самым повысить точность измерений и исключить операцию периодической калибровки. Перенос выходных автодинных сигналов блока 2 выделения на частоту тактового генератора 13 позволяет исключить влияния нестабильности постоянной составляющей сигналов, которая связана с температурным дрейфом и фликкерными флуктуациями автодинного СВЧ генератора 1. Это обеспечивает возможность усиления сигналов первым 9 и вторым 10 полосовыми усилителями и соответствующее повышение чувствительности автодинного измерителя. Кроме того, при выборе частоты тактового генератора 13 выше частотного диапазона фликкерных шумов предлагаемый автодинный измеритель обеспечивает уменьшение в выходных сигналах уровня собственных шумов. Это повышает разрешающую способность датчика [349], что является его дополнительным преимуществом.

При использовании предлагаемого датчика для измерения внутренних диаметров круглых отверстий и труб локализация областей облучения внутренней поверхности изделия позволяет выполнять измерения в зависимости от угла поворота датчика. Это обеспечивает возможность определять овальность и, при известных внешних размерах трубы, – её разностенность, а также некоторые механические дефекты, например, раковины, вмятины и трещины. При придании датчику формы, соответствующей форме внутреннего сечения полости изделия, с возможностью помещения его внутри этой полости, обеспечивает возможность измерения внутренних размеров не только её круглой формы, но и любой иной, например, овальной, прямоугольной, или в виде многогранников.

На внешней поверхности датчика вокруг излучателей для уменьшения потерь СВЧ излучения желательно реализовать принцип «дрессельного фланца», имеющего кольцевую канавку глубиной приблизительно в четверть длины волны. При этом расстояние от канавки до середины широкой стенки волновода должно быть также приблизительно равно четверти длины волны.

Внешнюю поверхность корпуса датчика, за исключением раскрыва излучателей для

дополнительного уменьшения потерь СВЧ излучения и влияния отражений от посторонних объектов, желательно покрыть слоем радиопоглощающего полимерного материала.

Таким образом, предлагаемое устройство обеспечивает повышение точности и чувствительности измерений при сохранении функциональных возможностей известных устройств, исключает при этом выполнение периодической калибровки, что снижает также трудоёмкость выполнения измерений.

Сущность второго нашего предложения [348] поясняется структурной схемой, представленной на рисунке 5.27, а принцип действия – эякурами на рисунке 5.26. Как видно из рисунка 5.27, этот датчик выполнен на основе ДДА, и реализующего известный способ радиоволнового измерения [371]. Рассмотрим кратко его работу.

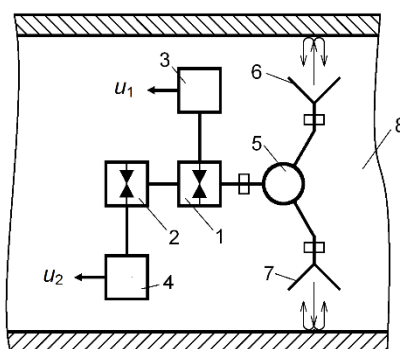


Рисунок 5.27. Блок-схема автодинного измерителя отклонений от номинального значения внутренних размеров металлических изделий: 1 и 2 – автодинные СВЧ генераторы; 3 и 4 – блоки выделения автодинного сигнала; 5 – циркулятор; 6 и 7 – приёмопередающие антенны (излучатели); 8 – контролируемое изделие.

При подаче напряжения от источника питания в первом 1 и втором 2 автодинных СВЧ генераторах возникают СВЧ колебания, которые ввиду взаимной связи между СВЧ генераторами имеют общую частоту ω_0 . Электромагнитное СВЧ излучение первого 1 автодинного СВЧ генератора в виде первичного излучения, следуя волноводным трактом по пути: циркулятор 5 – первый излучатель 6 – поверхность первой локальной области на внутренней поверхности изделия 8 с одной его стороны.

Отражённое от первой локальной области СВЧ излучение возвращается в первую приёмопередающую антенну 6 и далее, благодаря развязывающему свойству циркулятора 5, отделяется от облучающего излучения, следуя волноводным трактом по пути: циркулятор 5 – вторая приёмопередающая антенна 7. Эта антенна формирует СВЧ излучение, которое облучает вторую локальную область на внутренней поверхности изделия 8, но с противоположной стороны отверстия относительно первой локальной области.

Отражённое от второй локальной области СВЧ излучение возвращается во вторую

приёмопередающую антенну 7 и далее, благодаря развязывающему свойству циркулятора 5, отделяется от облучающего излучения, следует волноводным трактом через циркулятор 5 в резонатор первого 1 автодинного СВЧ генератора 1 в виде вторичного излучения.

Вторичное излучение вызывает в системе взаимосвязанных первого 1 и второго 2 автодинных СВЧ генераторов изменения частоты генерации, а также амплитуд колебаний и величины смещения в цепи питания генератора. Данные изменения описываются следующими выражениями:

$$a_{01} = \Gamma_1 \Gamma_2 WK_{01} \cos[(4\pi l / \lambda) - \psi_{01}], \quad a_{02} = \Gamma_1 \Gamma_2 WK_{02} \cos[(4\pi l / \lambda) - \psi_{02}], \quad (5.30)$$

$$a_1 = \Gamma_1 \Gamma_2 WK_1 \cos[(4\pi l / \lambda) - \psi_1], \quad a_2 = \Gamma_1 \Gamma_2 WK_2 \cos[(4\pi l / \lambda) - \psi_2], \quad (5.31)$$

$$\Delta\omega = -\Gamma_1 \Gamma_2 WL\omega_0 \sin[(4\pi l / \lambda) + \theta], \quad (5.32)$$

где a_{01} , a_{02} – автодинные отклики в цепи питания СВЧ генераторов; a_1 , a_2 – изменения амплитуд колебаний этих генераторов; $\Delta\omega$ – изменения частоты колебаний; остальные обозначения совпадают с экспликациями к (5.20).

Изменения смещения a_{01} , a_{02} в цепи питания автодинных СВЧ генераторов преобразуются в выходные сигналы u_1 , u_2 устройства с помощью блоков выделения автодинного сигнала. Выбором собственных параметров настройки автодинных СВЧ генераторов и параметров связи между ними, как установлено в разделе 4.2, можно получить разность фаз $\Delta\psi_0 = \psi_{01} - \psi_{02}$ равными 90 градусов. Тогда выходные сигналы блоков 3 и 4 запишем в виде:

$$u_1(l) = A_{m1} \cos[(4\pi l / \lambda)], \quad u_2(l) = A_{m2} \cos[(4\pi l / \lambda) + (\pi / 2)], \quad (5.33)$$

где $A_{m1} = A_{01} \Gamma_1 \Gamma_2 WK_1$, $A_{m2} = A_{02} \Gamma_1 \Gamma_2 WK_2$ – амплитуды автодинных сигналов; A_{01} , A_{02} – амплитуды колебаний первого 1 и второго 2 автодинных генераторов в стационарном режиме автономных колебаний, когда воздействие отражённого излучения отсутствует.

Дальнейшее преобразование отклонений внутреннего размера Δl изделия в выходной сигнал поясняется эпурами рисунка 5.26. Оно полностью совпадает с алгоритмом работы предыдущего датчика (см. рисунок 5.25) и дополнительных пояснений не требует. Все положительные качества этого датчика полностью соответствуют рассмотренному выше устройству.

Результаты экспериментальных испытаний макетного образца автодинного датчика, выполненных с партией из 10 калиброванных изделий, показали, что разработанное устройство обеспечивает возможность бесконтактного контроля внутреннего диаметра изделий с погрешностью не более 25 мкм.

Таким образом, показано, что на основе предложенного датчика можно создать стенд,

функционирующий в составе системы автоматизированного управления технологическим процессом, так и в условиях выборочного контроля размеров отверстий и их овальности в изделиях на поточной линии промышленного производства.

5.9 Радиолокационный датчик с манипуляцией частоты для определения параметров движения объектов локации

Изобретение [350] относится к области радиолокации с частотной манипуляцией непрерывного излучения (ЧМНИ) радиоволн. Способ и устройство могут использоваться в радиолокационных датчиках (РЛД), предназначенных для обнаружения движущихся объектов локации, измерения расстояния до них, а также определения скорости и направления движения, в частности, для систем автоматизированного управления снижением грузовой платформы парашютной системы.

Сущность изобретения поясняется чертежами, где на рисунке 5.28 представлена структурная схема устройства, реализующего предложенный способ; на рисунках 5.29 и 5.30 приведены эпюры, поясняющие принцип действия устройства.

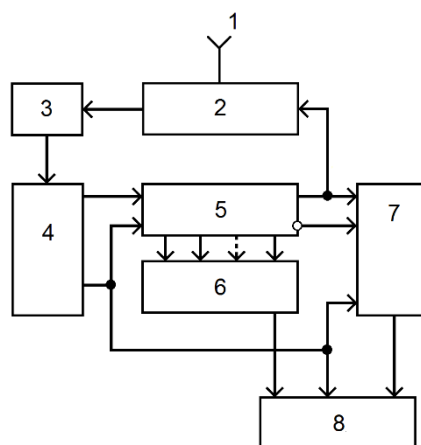


Рисунок 5.28. Блок-схема радиолокационного датчика с частотной манипуляцией непрерывного излучения радиоволн для определения параметров движения объектов локации.

Устройство содержит (см. рисунок 5.28) антенну 1, связанную с управляемым по частоте доплеровским приёмопередатчиком 2, усилитель 3, амплитудно-пороговый формирователь 4, счётчик-делитель 5, совмещённый с дешифратором 6, блок 7 сравнения временных интервалов и блок измерений 8. При этом к сигнальному выходу 9 приёмо-передатчика 2 подключены последовательно соединенные усилитель 3 и амплитудно-пороговый формирователь 4, к первому выходу которого подключён счётный вход, а ко второму выходу – вход сброса счётчика-делителя 5, выходы счётных триггеров которого связаны с входами дешифратора 6. Второй

выход амплитудно-порогового формирователя 4 подключён к клемме «Обнаружение» блока измерений 8 и к первому входу блока 7 сравнения временных интервалов. Неинвертирующий и инвертирующий выходы счётчика-делителя 5 подключены ко второму и третьему входам устройства 7 сравнения временных интервалов, при этом выход счётчика-делителя 5 подключён также к входу управления частотой приёмо-передатчика 2. Клемма «Скорость» блока измерений 8 соединена с выходом дешифратора 6, а клемма «Дальность» блока измерений 8 соединена с выходом устройства 7 сравнения временных интервалов. Доплеровский приёмопередатчик 2 с возможностью частотной манипуляции излучения имеет альтернативные технические решения. Он может быть выполнен как по гомодинной, так и автодинной схеме.

При наличии в поле излучения антенны 1 объекта локации отражённый радиосигнал в приёмопередатчике 2 преобразуется в квазигармонический сигнал доплеровской частоты, который поступает после усиления и фильтрации в усилителе 3 на вход амплитудно-порогового формирователя 4. При превышении амплитудой доплеровского сигнала пороговых уровней производится формирование нормированных по амплитуде импульсных сигналов доплеровской частоты. При этом срез формируемых импульсов совпадает с моментом перехода доплеровского сигнала через нуль с одной и той же производной мгновенного значения доплеровского сигнала. Кроме того счётчик-делитель 5 получает разрешение на подсчёт поступающих на счётный вход импульсов с первого выхода амплитудно-порогового формирователя 4, а по первому входу блок 7 сравнения временных интервалов переводится в рабочий режим измерения временных интервалов.

После завершения подсчёта N периодов доплеровского сигнала (здесь N – коэффициент деления счётчика-делителя 5, который может выбираться в пределах от единицы до десятков раз) на неинвертирующем выходе счётчика-делителя 5 и входе управления частотой приёмопередатчика 2 происходит изменение состояния на «единицу» и, соответственно, переключение частоты излучения на вторую частоту f_2 . Изменение частоты излучения приёмопередатчика 2 с первой f_1 частоты на вторую f_2 вызывает (после прихода через время τ отражённого излучения) скачок фазы доплеровского сигнала на угол φ_{1-2} : $\varphi_{1-2} = 4\pi(f_2 - f_1)R / c$ [137].

После завершения описанного выше цикла подсчёта N переходов доплеровского сигнала через нуль на частоте f_2 происходит обратное изменение частоты излучения приёмопередатчика 2: со второй f_2 частоты на первую f_1 . При этом также после прихода через время τ отражённого от объекта локации излучения происходит скачок фазы на угол φ_{2-1} : $\varphi_{2-1} = 4\pi(f_1 - f_2)R / c$, который по величине равен углу φ_{1-2} , но по знаку является обратным первому, т.е. $\varphi_{2-1} > 0$.

На рисунке 5.29,*а* приведены временные эпюры 1 и 2 доплеровских сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$, полученных от движущегося объекта локации соответственно на частотах f_1 и f_2 излучения приёмно-передатчика 2 для гипотетического случая отсутствия «обратной связи по частоте», т.е. частотная манипуляция зондирующего радиосигнала отключена. На этом же рисунке для случая наличия «обратной связи по частоте» стрелками около эпюр показано перемещение по оси времени t изображающей точки мгновенного значения доплеровского сигнала. Значение коэффициента деления N счётчика-делителя 5 здесь и далее принято равным двум. На рисунке 5.29,*б* представлена эпюра выходного напряжения $u_{сч}(t)$ счётчика-делителя 5, показаны период T_d доплеровского сигнала, а также временные интервалы T_1 и T_2 , соответствующие временам работы устройства на первой f_1 и второй f_2 частотах приёмно-передатчика 2. Для наглядности здесь рассмотрен случай, когда время τ распространения излучения до объекта локации и обратно пренебрежимо мало по сравнению с периодом T_d доплеровского сигнала: $\tau \ll T_d$.

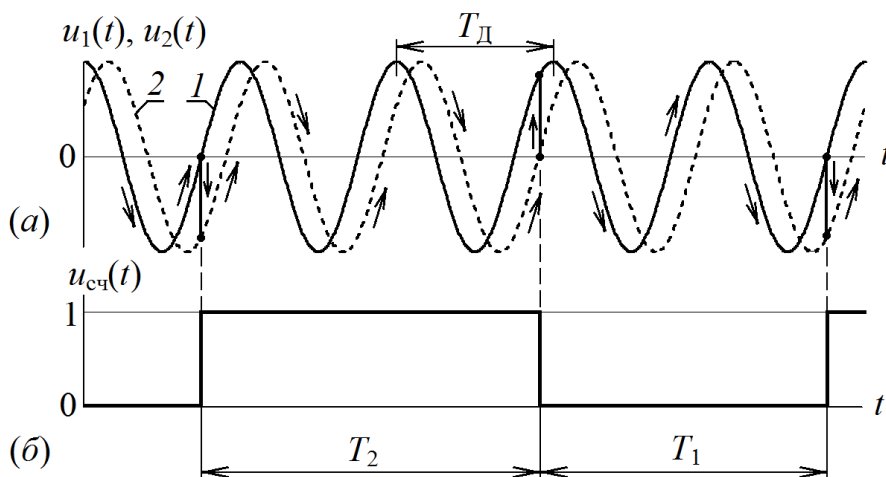


Рисунок 5.29. Временные эпюры радиолокатора с ЧМНИ в случае, когда время запаздывания отраженного излучения значительно меньше периода сигнала.

В реальной ситуации сравнительно больших дальностей и высоких значений частоты доплеровского сигнала, когда время τ распространения радиосигналов до объекта локации и обратно соизмеримо с периодом T_d доплеровского сигнала необходимо учитывать время τ распространения радиосигналов до объекта локации и обратно. Для этого случая на рисунке 5.30,*а* приведены эпюры результирующего доплеровского сигнала $u_p(t)$ на входе амплитудно-порогового формирователя 4 и выходного напряжения $u_{сч}(t)$ счётчика-делителя 5 (см. рисунок 5.30,*б*). Выносками показаны период T_d доплеровского сигнала, временные интервалы T_1 и T_2 работы устройства на первой f_1 и второй f_2 частотах соответственно. Указаны также интервалы

времени τ , обусловленные распространением радиосигналов до объекта локации и обратно, и интервалы времени τ_{1-2} и τ_{2-1} , вызванные скачками фазы φ_{1-2} и φ_{2-1} при переключении частоты излучения с первой частоты f_1 на вторую f_2 и обратно. Импульсы временных интервалов T_1 и T_2 при этом, как уже отмечалось, формируются на инвертирующем и неинвертирующем выходах счётчика-делителя 5 соответственно. Исходя из описанного выше принципа действия устройства и представленных на рисунке 5.30 эюр, формулы для расчёта интервалов T_1 и T_2 имеют вид: $T_1 = NT_d + \tau - t_\varphi$, $T_2 = NT_d + \tau + t_\varphi$. Здесь, в этих формулах учтены знаки при τ_{1-2} и τ_{2-1} и равенство их абсолютных значений: $t_\varphi = |\tau_{1-2}| = |\tau_{2-1}|$.

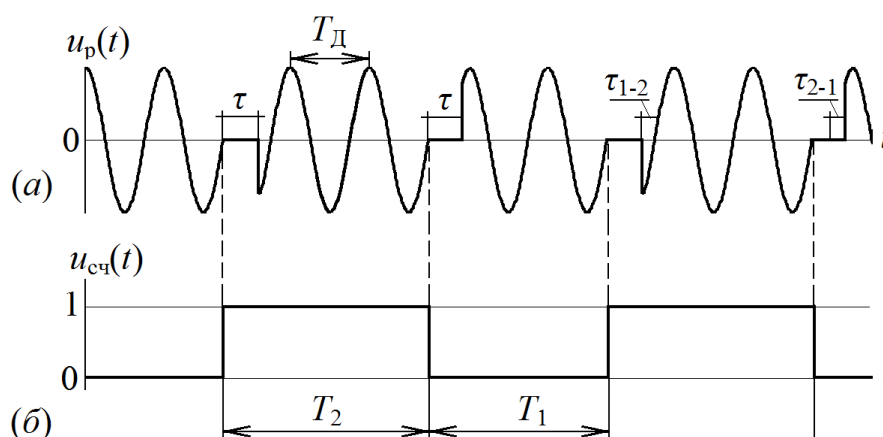


Рисунок 5.30. Временные эюры радиолокатора с ЧМНИ в случае, когда время запаздывания отраженного излучения соизмеримо или больше периода сигнала.

Импульсы временных интервалов T_1 и T_2 с выходов и счётчика-делителя 5 далее поступают на второй и третий входы блока 7 сравнения временных интервалов. В этом блоке находится разность ΔT временных интервалов T_1 и T_2 :

$$\Delta T = T_2 - T_1 = NT_d + \tau + t_\varphi - NT_d - \tau + t_\varphi = 2t_\varphi.$$

Полученное на выходе блока 7 сравнения временных интервалов значение $\Delta T = 2t_\varphi$ позволяет при известном периоде T_d доплеровского сигнала (или его частоты) определить разность фаз φ и, соответственно, расстояние R до объекта локации:

$$R = K_R \Delta T, \quad (5.34)$$

где K_R – масштабный коэффициент расстояния, который можно рассчитать по следующим формулам: $K_R = c / 4T_d \Delta f = cF_d / 4\Delta f$. Из формулы (5.34) для вычисления расстояния R до объекта локации видно, что выходной сигнал блока 7 сравнения временных интервалов, поступающий на выход «Дальность» содержит информацию о расстоянии до объекта локации. При этом влияние времени τ распространения радиосигналов до объекта локации и обратно на

результат сравнения исключается.

При изменении направления движения объекта локации знаки скачков фазы φ_{1-2} и φ_{2-1} при переключении частоты излучения с первой частоты f_1 на вторую f_2 и обратно, а также, соответственно, полярность изменения интервалов времени τ_{1-2} и τ_{2-1} , вызванные скачками фазы, меняются на обратные. В связи с этим длительности временных интервалов T_1 и T_2 , формируемых на инвертирующем и неинвертирующем выходах счётчика-делителя 5, соответственно изменяются. При этом полярность результата их сравнения $\Delta T = T_2 - T_1$ также изменяет знак. Поэтому в блоке измерений 8 по знаку разности ΔT временных интервалов можно определять направление относительного движения объекта локации.

Таким образом, предложенный способ определения параметров движения объектов локации в РЛД с ЧМНИ радиоволн и устройство для его реализации при сохранении функциональных возможностей прототипа обеспечивают работоспособность устройства в условиях больших расстояний и скоростей движения объекта локации.

Следует отметить, что описанная выше реализация заявленного способа не является единственно возможной. Современные сигнальные процессоры, имеющие в своём составе АЦП и ЦАП, тактовые генераторы, большой объём оперативной памяти и широкий круг функциональных возможностей цифровой обработки сигналов способны значительно упростить конструкцию устройства, используя предложенный способ формирования и обработки сигналов.

5.10 Автодинный приёмответчик для аэрологических радиозондов

Отечественные системы радиозондирования атмосферы построены по принципу угломерно-дальномерного измерения координат, скорости и направления движения аэрологического радиозонда (АРЗ) в свободной атмосфере с применением РЛС и активного приёмответчика на борту АРЗ. В качестве приёмответчика с конца 50-х годов и по настоящее время используется сверхрегенеративный приём-передатчик (СПП), выполненный на основе СВЧ автогенератора. При этом СПП одновременно выполняет также функцию передатчика телеметрической информации о состоянии атмосферы [372].

Проблема применения СПП в системах радиозондирования атмосферы состоит в трудности обеспечения стабильности его работы в диапазоне температур и в условиях малого отношения сигнал-шум, что ограничивает эффективную дальность действия системы. В настоящей работе дано описание приёмответчика, в котором предложено использовать автодинный приём-передатчик (АПП) вместо СПП при сохранении функциональных возможностей последнего [347].

СВЧ колебания АПП 2 (см. рисунок 5.31) в виде электромагнитных волн через антенну 1 излучаются на частоте $f_{\text{изл}}$ в свободное пространство. При этом сигнал телеметрии $U_{\text{ст}}$, подаваемый на встроенный в резонатор СВЧ генератора 2 варикап, вызывает частотную модуляцию этого излучения. В соответствии с заложенным в работу РЛС принципом действия [372] радиоприёмное устройство РЛС осуществляет приём телеметрического сигнала с борта АРЗ. Одновременно системой привода и управления антенной РЛС выполняется измерение угловых координат положения АРЗ относительно РЛС.

Радиопередающее устройство РЛС вырабатывает периодические посылки коротких (1 мкс) радиоимпульсов запроса, которые с помощью антенны РЛС на частоте $f_{\text{запр}}$ посылаются в направлении АРЗ. Принятое на борту АРЗ антенной 1 излучение преобразуется в электрические колебания, которые в виде запросных радиоимпульсов, имеющих частоту $f_{\text{запр}}$, поступают в резонатор СВЧ генератора 2 АПП. Здесь они, смешиваясь с собственными колебаниями СВЧ генератора частоты $f_{\text{пер}}$, вызывают автодинный эффект – изменения частоты и амплитуды колебаний, а также среднего значения тока (или напряжения) в цепи питания СВЧ генератора.

Последние преобразуются с помощью блока выделения 3 в автодинный сигнал разностной частоты: $f_{\text{разн}} = f_{\text{пер}} - f_{\text{запр}}$. Далее, запросные радиоимпульсы РЛС на частоте $f_{\text{разн}}$ усиливаются по амплитуде блоком 4, выделяются по частоте фильтром 5, детектируются детектором 6 и, в случае превышения порогового уровня компаратора 7, поступают на вход временного селектора импульсов 8. Временной селектор 8 при соответствии длительности и периода повторения принятых импульсов временным параметрам запросных сигналов РЛС, вырабатывает импульс, поступающий на вход формирователя 9 импульса ответной паузы.

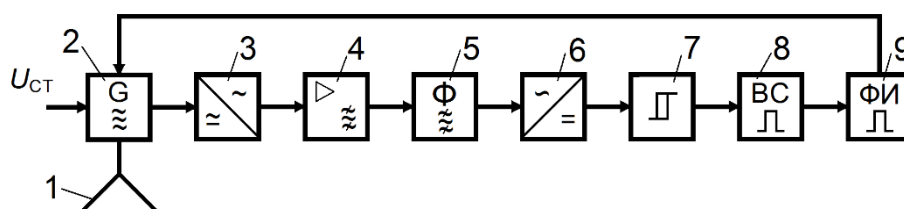


Рисунок 5.31. Функциональная схема автодинного приёмноответчика (АПП): 1 – антенна; 2 – СВЧ генератор АПП; 3 – блок выделения автодинного сигнала; 4 – усилитель; 5 – полосовой фильтр; 6 – детектор огибающей радиоимпульса; 7 – компаратор; 8 – временной селектор импульсов; 9 – формирователь импульса ответной паузы.

По временному положению принятой радиоприёмным устройством РЛС паузы относительно момента посылки запросного радиоимпульса измеряется наклонная дальность до АРЗ, необходимая наряду с угловыми координатами для определения текущих координат

нахождения АРЗ. При этом вносимая предлагаемым устройством временная задержка, связанная с приёмом, обработкой и формированием ответной паузы, легко учитывается при калибровке РЛС.

СВЧ генератор АПП 2 в предлагаемом устройстве работает практически при непрерывном излучении, как автодинный преобразователь частоты принимаемых запросных радиоимпульсов. Спектр излучения АПП значительно уже, чем у СПП и тем самым излучение автодинного приёмоответчика создаёт значительно меньше помех работе других радиотехнических систем, включая системы ГЛОНАСС/GPS.

Теоретические и экспериментальные исследования автодинного режима СВЧ генератора АПП в широком диапазоне уровней сигналов и частот подтвердили его работоспособность и пригодность для использования в разработке нового АРЗ для перспективных систем радиозондирования атмосферы [322-324].

На рисунке 5.32,*а* изображена функциональная схема АПП радиозонда. Основным элементом её является СВЧ модуль М1, выполненный на транзисторе VT1 (колебательная система условно не показана). Внешние по отношению к этому модулю элементы схемы обеспечивают номинальный режим транзистора VT1 для генерации СВЧ колебаний. При этом важным узлом АПП является стабилизатор среднего значения тока модуля М1, выполненный на транзисторе VT2; резисторах R1, R2, R3; конденсаторах C1, C2, C3 и диодах VD1, VD2 образуют цепочку смещения базы транзистора VT2.

Воздействие сигнала запроса на СВЧ генератор вызывает в нём автодинный эффект, который состоит в изменениях режима его колебаний. Эти изменения наблюдаются как в случае захвата частоты генератора сигналом запроса, так и в случае режима биений. При постоянстве среднего значения тока транзистора VT1 эти изменения проявляются как полезный выходной сигнал в соответствующих вариациях падения напряжения в цепи коллектора VT1. Данный сигнал в этой цепи (см. «Выход ПЧ»), выделяется с помощью широкополосного фильтра, образованного выходной ёмкостью СВЧ модуля М1 (коллектор VT1) и индуктивностью L1. Далее этот сигнал после его обработки и идентификации (эти узлы на рисунке 5.32 не показаны) вызывает формирование импульса $U_{\text{п}}$ прерывания генерации, который подаётся на базу транзистора VT1. Таким образом, кратковременным выключением СВЧ модуля на время 1 мкс обеспечивается передача к запросному радиолокатору ответного сигнала АПП.

На рисунке 5.32,*б* изображена топология платы СВЧ модуля АПП в сборе со стороны поверхностного монтажа. Высокочастотные элементы электрической схемы, выполненные в виде микрополосковых линий с различным волновым сопротивлением, на рисунке 5.32,*б* обозначены как: W1, W2, W3. Обозначение остальных элементов соответствует схеме рисунке

5.32,а. Общий проводник электрической схемы по постоянному и переменному токам конструктивно расположен на противоположной металлизированной стороне платы. Выводы питания и управления модулем имеют одноименные названия «К», «Б», «Э».

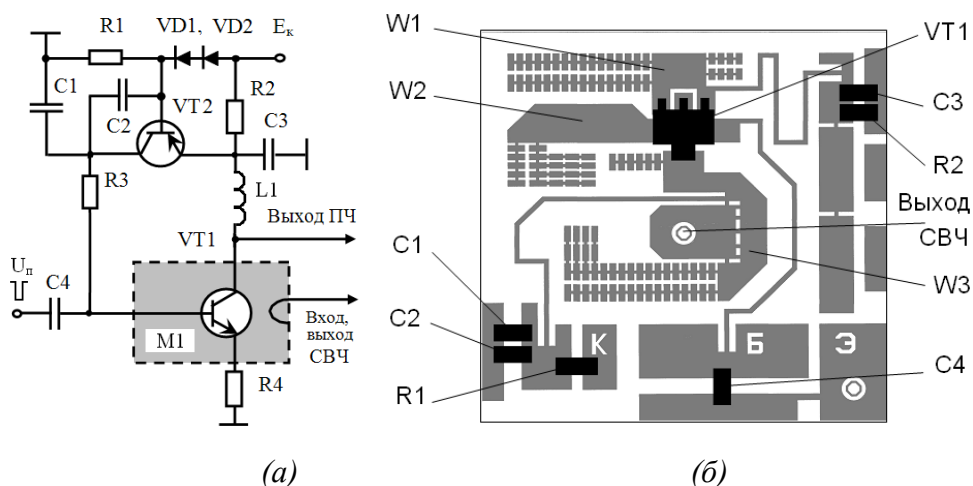


Рисунок 5.32. Функциональная схема (а) и топология (б) транзисторного СВЧ модуля АПП радиозонда.

В эксперименте на вход усилителя вертикального отклонения осциллографа подавался выходной сигнал ПЧ, а на его вход синхронизации подавались импульсы запуска генератора запросного сигнала. Это обеспечивало наблюдение формы и уровня ответного сигнала АПП. Результаты наблюдения основных процессов, происходящих в СВЧ генераторе АПП, представлены на рисунке 5.33. Верхний луч на осциллограмме рисунка 7.33,а (выделено цифрой «1») показывает автодинный сигнал АПП, который формируется в ответ на запросные радиоимпульсы РЛС. Нижним лучом показана огибающая запросного радиоимпульса (выделено цифрой «2»), длительность которого составляет около 1 мкс. Собственная частота излучения АПП 1680 МГц; частота запросного сигнала РЛС смещена относительно частоты излучения на 5 МГц. Длительность ответного сигнала АПП пропорциональна длительности запросного сигнала. Количество волн сигнала биений внутри ответного радиоимпульса определяется величиной взаимного смещения частот запроса и излучения, а также длительностью запросного сигнала.

На рисунке 5.33,б показан спектр гармонического излучения АПП (выделено цифрой «1»), имеющий вид дельта-функции. Справа показан спектр запросного сигнала (выделено цифрой «2»), имеющего классический вид функции $\sin x / x$ радиоимпульса, который смещен относительно спектра излучения АПП на 5 МГц. Девияция несущей частоты телеметрическим сигналом составляет 4...5 кГц. Поэтому на спектре излучения АПП в данном масштабе развертки эффекта модуляции не видно.

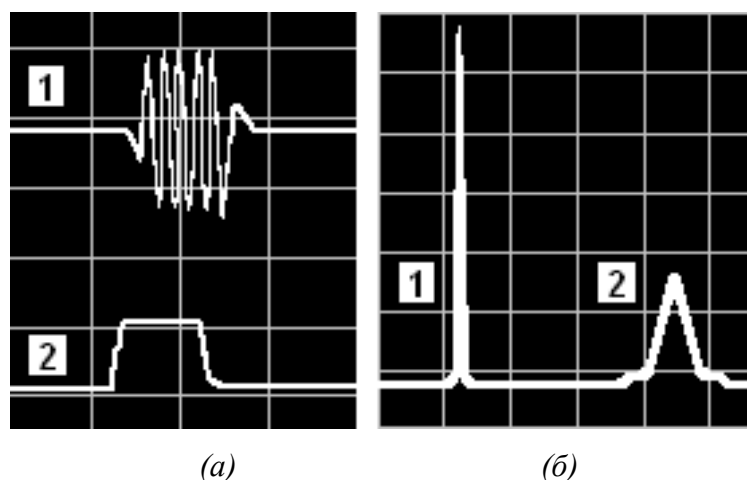


Рисунок 5.33. Осциллограммы (а) и спектрограммы (б) сигналов при исследовании СВЧ модуля АПП.

Выходная мощность СВЧ модуля АПП варьировалась в пределах от 100...560 мВт при изменении питающего напряжения от 5 до 15 В. При этом изменения частоты составили не более 100...150 кГц и сохранялся КПД в пределах 25...40%. Чувствительность АПП к запросному сигналу, как установлено экспериментально, определяется флуктуациями амплитуды СВЧ модуля и полосой пропускания УПЧ. Оценки сделанные по результатам измерений десяти СВЧ модулей показывают, что чувствительность АПП находится в пределах минус 110...120дВ/Вт. Поэтому для измерения наклонной дальности до радиозонда 250...300 км импульсная мощность запросного сигнала передатчика РЛС должна быть не более 50...100 Вт. При этом средняя мощность передатчика составит всего 0,05...0,1 Вт.

Таким образом, применение АПП на борту АРЗ системы радиозондирования атмосферы вместо СПП обеспечивает при сохранении функциональных возможностей существующих приёмоответчиков повышение устойчивости режима их работы при низком отношении сигнал-шум и улучшение помехозащищённости к воздействию активных помех. Кроме того, применение АПП улучшает спектральные характеристики излучения и исключает флуктуации временного положения, глубины и ширины ответной паузы. При этом необходимо отметить, что использование автодинного приёмоответчика в составе существующих систем радиозондирования требует лишь несущественных конструктивных изменений в РЛС, связанных с введением детектора ЧМ в канал приёма телеметрического сигнала, и перестройки частоты запросного передатчика на величину разностной частоты.

5.11 Выводы

1. Приемо-передающий автодинный модуль, выполненный на базе двух взаимно синхронизированных генераторов, один из которых связан с дополнительным высокочастотным

резонатором, а другой находится под воздействием отраженного от объекта локации излучения, обеспечивает повышение стабильности частоты как за счет взаимной синхронизации парциальных генераторов, так и действия стабилизирующего резонатора. Степень искажений сигналов такого модуля из-за автодинных изменений частоты может быть получена значительно меньшей, чем у обычного автодина, что соответственно расширяет динамический диапазон автодинной системы ближней радиолокации и рабочую дальность ее действия.

Применение двухдиодных автодинов в системах ближней радиолокации обеспечивает улучшение их качественных показателей и расширение функциональных возможностей. Наличие двух автодинных сигналов с относительным сдвигом фаз 90° позволяет использовать их квадратурную обработку и определять направление движения объектов локации. В качестве примеров такого использования можно указать автодинные датчики для диагностики состояния турбоагрегатов и лопаток турбовентиляторных двигателей, а также измерения параметров технологических процессов: вибраций и перемещений, внутренних и наружных размеров металлических изделий, параметров движения локомотива относительно полотна дороги, вагонов на сортировочной горке и многих других.

2. На основе результатов выполненных исследований особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик автодинных генераторов сформулирован ряд общих положений и рекомендаций при использовании различных автодинных приемо-передатчиков в приборах и устройствах диагностики, а также контроля и измерения параметров технологических параметров:

- при проведении контроля виброперемещений удалённых объектов и в условиях высокого уровня отражённого излучения необходимо учитывать возможность появления специфических искажений дискриминационной характеристики;

- правильным выбором рабочей точки автодинных датчиков в условиях искажений дискриминационной характеристики можно получить выигрыш в динамическом диапазоне по сравнению с гомодинными датчиками. При этом особый интерес представляет вариант регистрации автодинного сигнала по изменениям частоты, обеспечивающий более высокую линейность дискриминационной характеристики и почти двукратный выигрыш по максимальной величине амплитуды вибраций, хотя техническая реализация этого варианта представляется наиболее сложной;

- для исключения или значительного уменьшения искажений дискриминационной характеристики и улучшения ряда параметров автодинных датчиков целесообразно применение стабилизации частоты СВЧ и КВЧ генераторов, например, с помощью внешнего высокочастотного резонатора. Такое решение особенно оправдано в случае реализации

автодинного датчика с регистрацией сигнала по изменению амплитуды колебаний или сигнала автодетектирования, как наиболее простого в конструктивном отношении. В таком случае характеристики автодинного датчика максимально приближаются к характеристикам датчиков с гомодинным построением приёмо-передатчика;

– при проведении контроля малых перемещений и вибраций удалённых объектов и в условиях высокого уровня отражённого излучения с помощью автодинных датчиков необходимо учитывать возможность появления также явления зависимости уровня шума автодина от выбранной рабочей точки. При правильном выборе ее в таких условиях можно получить существенный выигрыш в динамическом диапазоне. Особый интерес при этом представляют рабочие точки с пониженной крутизной дискриминационной характеристики, обеспечивающей более высокую её линейность и меньший уровень шумов;

– благодаря формированию двух ортогональных сигналов и значительно меньшей девиации частоты генерации двухдиодные автодины обеспечивают повышение точности измерений и расширение функциональных возможностей приборов на их основе. Например, возможно создание радиоволновых измерителей с автоматической калибровкой, исключающих влияние изменений уровня отраженного СВЧ излучения на точность измерений и приборов, у которых отсутствует требование к выбору рабочей точки.

3. В ходе выполнения диссертационных исследований предложен способ и устройство радиолокационного датчика с манипуляцией частоты и непрерывного СВЧ излучения. В этом устройстве могут использоваться приёмо-передающие устройства как с гомодинным, так и автодинным построением. Датчик предназначен для обнаружения движущихся объектов локации, измерения расстояния до них, а также определения скорости и направления движения, в частности, для систем автоматизированного управления снижением грузовой платформы парашютной системы.

4. Полученные результаты выполненных исследований автодинов дали положительный ответ на вопрос принципиальной возможности замены сверхрегенеративного приёмо-передатчика на автодинный в перспективных системах радиозондирования атмосферы. В ходе выполнения этих исследований предложена новая структурная схема бортового приемоответчика для аэрологического радиозонда.

Таким образом, показана перспективность применения обычных, стабилизированных по частоте и двухдиодных автодинов в различных системах ближней радиолокации, предназначенных для решения задач обнаружения, измерения параметров движения объектов локации, а также радиоволнового контроля параметров технологических процессов и диагностики.

Заключение

Основные выводы и результаты диссертации состоят в следующем.

1. На основе выполненного обзора литературы, посвященной исследованиям автодинных устройств и их применению в системах ближней радиолокации, поставлена цель диссертационного исследования «развитие методов анализа, принципов построения и применения автодинных устройств для систем ближней радиолокации» и сформулированы задачи. В итоге завершения диссертационных исследований цель диссертации достигнута и при этом получены следующие научные результаты и положения, а также вытекающие из них рекомендации.

2. Анализ методов расчёта автодинных параметров и характеристик показал, что широко используемый квазистатический метод обеспечивает удовлетворительную точность инженерного расчёта автодинного отклика в частотном диапазоне порядка 20% от его граничной частоты. При этом в расчётах не учитываются такие особенности автодинного СВЧ генератора, как частотная дисперсия автодинной девиации частоты и инерционность изменений амплитуды автоколебаний при высоких скоростях движения объектов локации. Кроме того, применимость данного метода ограничена условием малости времени запаздывания отражённого излучения по сравнению с периодом автодинного отклика.

Внедрение в теорию автодинов нового концептуального подхода к их анализу, основанного на описании отраженного от объекта локации излучения математическими методами теории систем с запаздыванием позволило разработать новые методы расчета сигнальных и шумовых параметров и характеристик, учитывающих динамику перемещения объектов локации и собственную инерционность процессов в автодинном генераторе, которые устранили отмеченные выше принципиальные ограничения предшествующей теории автодинных систем.

На основе новых методов расчета сигнальных и шумовых параметров и характеристик автодинов выполнены исследования одноконтурной модели автодинного генератора как системы с запаздывающим воздействием собственного отражённого от объекта локации излучения с учетом их как внутренней, так и внешней инерционности. При этом получены следующие научные результаты и положения.

2.1. Для математической модели автодина с непрерывным излучением и одноконтурной колебательной системой предложен новый метод расчёта сигнальных характеристик, основанный на представлении отраженного излучения в виде чистого транспортного запаздывания на время его распространения до объекта локации и обратно. Учет высших членов

разложения в ряды Тейлора функций запаздывающего воздействия снимает указанные выше ограничения и обеспечивает более адекватное представление процессов в автодине. По сравнению с известными методами он обладает более высокой точностью вычислений и позволяет в своих модификациях учитывать как внешнюю инерционность автодинной системы, связанную со временем распространения излучения до объекта локации и обратно, так и ее внутреннюю инерционность, обусловленную конечным значением постоянной времени автодинного отклика. Данный метод, не требующий интегрирования дифференциальных уравнений автоколебательной системы, учитывает специфические искажения автодинного отклика, обусловленные автодинными изменениями частоты колебаний и частотной дисперсией их девиации, а также внутренние параметры генератора.

Исследования сигнальных характеристик показали, что с увеличением расстояния до отражающего объекта при высоких скоростях его движения, когда время запаздывания отражённого излучения и период автодинного отклика становятся величинами соизмеримыми, степень ангармонических искажений сигналов, которая характеризуется эквивалентным параметром внешней обратной связи автодинной системы, уменьшается. Установлено, что степень искажения сигнальных характеристик, рассчитанных для неизохронных СВЧ генераторов с учетом их внутренней инерционности, зависит как от скорости движения отражающего объекта, так и от направления его перемещения.

Учет «тонких» особенностей формирования автодинных сигналов в устройствах их обработки с учётом условий устойчивости автодинов обеспечивает расширение динамического диапазона АСБРЛ на 10...20дБ, повышение точности измерения параметров движения отражающих объектов, а также получение новых функциональных возможностей системы, например, определение направления движения объектов локации.

Такие внутренние свойства СВЧ генераторов, как неизохронность, неизодромность и частотное детектирование, в условиях быстрого перемещения объекта локации оказывают влияние также на дополнительные (динамические) фазовые смещения компонентов автодинного отклика. Однако влияние этих внутренних свойств генератора на форму автодинного отклика при высоких скоростях объектов локации проявляется лишь в условиях больших значений эквивалентного параметра внешней обратной связи, соизмеримых с единицей.

В случае слабой внешней обратной связи, когда значение параметра $C_{oc} \ll 1$, сигнальные характеристики имеют вид гармонической функции, а шумовые характеристики являются стационарными. В случае сильной внешней обратной связи, когда величина C_{oc} соизмерима с единицей, сигнальные характеристики приобретают характерные ангармонические искажения, а уровни шумов периодически изменяются. При этом максимумы уровней шумов совпадают и

соответствуют области «крутого» перехода частотной характеристики через нуль, а уровень пика шумов резко возрастает с приближением величины параметра внешней обратной связи C_{oc} к единице. Участкам с «пологим» переходом частотной характеристики соответствует «плато» с минимумом частотных и амплитудных шумов, которые находится ниже (в 1,5...2 раза), чем уровень шумов автономного генератора.

Полученные результаты моделирования шумовых характеристик для первой рабочей зоны нормированного расстояния r_n , где $r_n \ll 1$, при условиях сильной внешней обратной связи, когда параметр C_{oc} соизмерим с единицей, соответствуют случаю, когда время запаздывания отраженного излучения значительно меньше периода автодинного сигнала. С увеличением нормированного расстояния r_n высота пиков среднеквадратических уровней шума существенно снижается. Особенно заметна такая тенденция в первой рабочей зоне, где $0 \leq r_n \leq 1$. В случае, когда r_n кратно целому числу ($r_n = 1, 2, \dots$), пики среднеквадратических уровней шума практически отсутствуют и уровни шума соответствуют уровням автономного генератора.

Выявленные особенности формирования автодинных и шумовых характеристик генераторов необходимо учитывать при расчёте энергетического потенциала систем и при обработке выходных сигналов автодинных датчиков и измерителей. Например, при работе АСБРЛ в условиях высокого уровня отраженного излучения и (или) большого расстояния до объекта ангармонические искажения сигналов и зависимость уровня шума автодина от положения отражателя могут быть причинами, которые снижают точность измерений параметров движения объектов и ограничивают дальность их действия.

Применение квазистатического метода А.Н. Малахова обеспечивает существенное снижение погрешности вычислений автодинных характеристик с учетом внутренней инерционности генератора при значительном расширении диапазона доплеровских частот, а также учёт дисперсионной зависимости автодинной девиации частоты. При этом разработанный нами метод расчёта динамических характеристик автодинных СВЧ генераторов, основанный на модернизации квазистатического метода А.Н. Малахова, учитывает как внешнюю инерционность автодинной системы, так и инерционность изменений амплитуды колебаний и частотную дисперсию автодинной девиации частоты.

Показано, что уровень искажений характеристик зависит не только от внутренних свойств генератора, величины параметра внешней обратной связи, но и направления движения объекта локации. Анализ тонких особенностей формирования автодинных сигналов в устройствах их обработки с учётом условий устойчивости АД обеспечивает расширение динамического диапазона СБРЛ на 10...20дБ и её функциональных возможностей, например, определением

направления движения объектов, а также повышение точности измерения параметров движения объектов локации.

Полученные результаты анализа сигнальных и шумовых параметров и характеристик АСБРЛ существенно развивают и дополняют результаты известных исследований, опубликованных в предшествующей литературе.

2.2. В результате исследования динамики установления автодинного отклика методом шагов с учётом инерционности изменений амплитуды колебаний генератора установлено, что на определённых участках значений набега фазы отраженного излучения, где производная частотной характеристики по времени запаздывания больше нуля, в системе «генератор – объект локации» действует положительная запаздывающая обратная связь, стимулирующая дальнейший рост величины автодинных изменений частоты. Поэтому на этих участках значений набега фазы наблюдается релаксационный процесс установления автодинного отклика. На участке спада частотной характеристики, где упомянутая производная отрицательна, и в системе действует отрицательная запаздывающая обратная связь, вызывающая «противоположные» воздействия на систему в последующем шаге. В этом случае наблюдается ступенчатый апериодический закон установления автодинного отклика.

В связи с полученными результатами исследования автодинов с импульсной модуляцией нами введено понятие продолжительности процесса установления автодинного отклика. Будем говорить об установившемся процессе, если мгновенные значения низкочастотного автодинного отклика достигают своего состояния, при котором последующие парциальные воздействия отражённого излучения не вызывают их изменение в заданное число раз, например 0,1 от амплитуды. В качестве меры продолжительности этого процесса в случае «безынерционного» автодина, когда величины постоянной времени автодинного отклика значительно меньше времени запаздывания отраженного излучения, можно принять число парциальных отражений, т.е. требуемое число шагов установления. В случае «инерционного» автодина, когда выполняется обратное неравенство, в процессе установления автодинного отклика продолжительность переходного процесса полностью определяется абсолютной величиной постоянной времени автодинного отклика.

Из результатов исследований переходных процессов в автодинном генераторе следует, что для нормального функционирования радиоимпульсной СБРЛ постоянная времени автодинного отклика генератора должна быть значительно меньше периода автодинного отклика. Особенно важно учитывать это требование в отношении систем радиоволнового контроля быстропротекающих процессов.

Выполненные исследования динамики установления автодинного отклика с учётом

инерционности изменений амплитуды колебаний значительно расширили известные представления о процессах, происходящих в радиоимпульсных СВЧ генераторах при воздействии на них собственного отражённого излучения. Кроме того, полученные результаты позволили показать процесс зарождения и причины появления квазихаотизации режима автодинного генератора при увеличении параметра обратной связи, а также определить более корректно границу, так называемого, «квазистационарного» режима автодина, когда на его выходе формируется сигнал доплеровской частоты.

2.3. Выполненные исследования особенностей формирования сигналов от объектов, находящихся в ближней зоне антенны, представлением излучения антенны в виде двумерного пучка Гаусса-Эрмита показали следующее. При использовании СБРЛ для выполнения радиоволновых измерений параметров объектов, находящихся в промежуточной и ближней зоне антенны, необходимо учитывать не только явление «установления» фазы коэффициента отражения с увеличением расстояния до объекта локации, но и явление дифракции излучения на объекте. В АСБРЛ автодинные изменения частоты генерации вызывают дополнительные вариации фазы коэффициента отражения. Для уменьшения этих вариаций целесообразно применение стабилизированных по частоте генераторов с помощью, например, дополнительного высокодобротного резонатора. Кроме того, перспективным представляется использование двухдиодных и синхронизированных АД.

3. В результате разработки математической модели АСБРЛ с ЧМ получены общие соотношения для анализа особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик как для случая неподвижного, так и движущегося отражающего объекта локации при использовании произвольных законов ЧМ излучения. Разработанная модель предусматривает анализ взаимодействия АСБРЛ с отражённым от объекта локации излучением при любом соотношении времени запаздывания τ отражённого излучения и периода T_a автодинного сигнала. Для описания свойств сигналов АСБРЛ с ЧМ введены новые понятия нормированного расстояния r_n до отражающего объекта, номера рабочей зоны, эквивалентного параметра $C_{\text{экв}}$ внешней обратной связи автодинной системы и угла динамического смещения фазы $\Delta\delta_d$ автодинного отклика. При выполнении исследований АСБРЛ с ЧМ получены следующие научные результаты, положения и вытекающие из них рекомендации.

3.1. Выполненные расчёты и экспериментальные исследования сигналов АСБРЛ с ЧМ показали, что частота автодинного сигнала как для движущегося, так и неподвижного отражателя точно соответствует частоте преобразованного сигнала, получаемого в случае гомодинной системы. Однако наличие искажений и обогащение спектра автодинных сигналов, а также особенности поведения шумовых характеристик в случае, когда параметр внешней обратной

связи соизмерим с единицей, требуют своего учёта в устройствах обработки сигналов.

3.2. Установлено, что в первой рабочей зоне на малых расстояниях до отражающего объекта, где выполняется сильное неравенство $r_{\text{н}} \ll 1$ и, соответственно, время запаздывания отраженного излучения значительно меньше периода автодинного сигнала ($\tau \ll T_{\text{а}}$), полученные результаты анализа стыкуются с результатами предшествующих исследований. В этой зоне при величине параметра внешней обратной связи C_{oc} соизмеримой с единицей наблюдаются ангармонические искажения автодинных сигналов, обогащение их спектра и появление периодической нестационарности уровня шумов. При этом «крутым» переходам частотной характеристики через нуль соответствуют максимумы уровня шума, которые могут в несколько раз превышать уровень шумов автономного генератора. «Пологим» переходам соответствуют минимальные уровни частотных и амплитудных шумов, которые в 1,5...2 раза ниже уровня шума автономного генератора. Данная периодичность соответствует набегу фазы отражённого излучения на 2π и проявляется как при изменении частоты излучения вследствие ЧМ, так текущего расстояния до объекта локации вследствие его перемещения. Периодическая зависимость уровня шума АСБРЛ с ЧМ при сильной обратной связи свойственна всем видам модулирующих функций и не зависит от направления движения объекта локации. При этом уровень максимума шумов значительно возрастает с приближением величины параметра внешней обратной связи к единице.

3.3. С увеличением нормированного расстояния $r_{\text{н}}$ при гипотетическом сохранении амплитуды отражённого от объекта локации излучения значение эквивалентного параметра $C_{\text{экв}}$ внешней обратной связи автодинной системы значительно уменьшается. При этом угол динамического смещения фазы $\Delta\delta_{\text{д}}$ автодинного отклика после его существенных вариаций в первой рабочей зоне получает установившееся значение в последующих зонах. Это приближает фазовую характеристику автодина к линейной зависимости от времени запаздывания, что значительно уменьшает степень ангармонических искажений сигналов. Особенно заметна данная закономерность в первой рабочей зоне при приближении значения нормированного расстояния $r_{\text{н}}$ к единице. В случае значений нормированного расстояния $r_{\text{н}}$, кратных целому числу, сигнальные характеристики имеют практически синусоидальный вид. Расчёты показали, что при величине параметра внешней обратной связи, превышающей его граничное значение даже в несколько раз, в высших рабочих зонах АСБРЛ с ЧМ может обеспечиваться устойчивая работа генератора с формированием сигналов без ангармонических искажений.

3.4. Полученные экспериментальные данные подтвердили адекватность разработанной выше математической модели для анализа и расчёта сигнальных, спектральных и шумовых

характеристик АСБРЛ с ЧМ. Дополнительным подтверждением валидности разработанной модели АСБРЛ с ЧМ является успешное функционирование ряда систем, созданных на базе СВЧ и КВЧ генераторов на диодах Ганна 8-мм диапазона.

3.5. В свете выполненных исследований представляется перспективным использование в АСБРЛ с ЧМ генераторов, стабилизированных посредством перестраиваемого по частоте внешнего высокочастотного резонатора. По сравнению с обычными генераторами стабилизированные генераторы, как показано в главе 4, благодаря значительно меньшей автодинной девиации частоты обеспечивают улучшение формы сигнальных характеристик при тех же уровнях отражённого излучения. Кроме того, их известное достоинство, – пониженный уровень частотного шума, способствует исключению периодической нестационарности уровня шумов, что является существенным для улучшения качественных показателей АСБРЛ с ЧМ и расширения области их применения.

3.6. Полученные результаты анализа сигнальных и шумовых параметров и характеристик АСБРЛ с ЧМ существенно развивают и дополняют результаты известных исследований, опубликованных в предшествующей литературе.

4. В плане поиска новых принципов построения автодинных устройств для систем ближней радиолокации в диссертации выполнен комплекс исследований, которые позволили получить следующие научные результаты и положения.

4.1. В результате выполненных исследований автодина, стабилизированного внешним дополнительным высокочастотным резонатором, установлено, что основные параметры стабилизированных АД (САД), такие как коэффициенты автодетектирования и автодинного усиления у них практически такие же, как и у обычных (не стабилизированных) АД. Кроме того, им также свойственны искажения сигналов, как и обычным АД, но уровень этих искажений существенно ниже вследствие меньшего значения величины автодинной девиации частоты, что существенно расширяет динамический диапазон АСБРЛ.

Степень уменьшения девиации частоты и параметра внешней обратной связи САД предложено характеризовать коэффициентом стабилизации, который показывает во сколько раз величина автодинной девиации частоты исследуемого генератора меньше, чем у обычного АД при одном и том же уровне отражённого излучения. Данный параметр, характеризующий выигрыш САД по ряду основных параметров автодинной системы, является одним из важнейших.

Стабилизация частоты автодина с помощью дополнительного высокочастотного резонатора способствует исключению нестационарности шумовых характеристик и улучшению иных технических показателей автодинных систем при одном и том же уровне отражённого

излучения. Например, введением некоторой расстройки стабилизирующего резонатора относительно частоты генерации можно несколько увеличить потенциал системы, поскольку при этом амплитудная и автодетекторная чувствительность АД к отражённому сигналу возрастает, а уровень шумов сохраняется практически прежним.

Полученные результаты исследований показали преимущества автодинов со стабилизацией частоты перед обычными (нестабилизованными) автодинами и целесообразность разработки и производства новых типов монолитных и гибридно-интегральных автодинных модулей миллиметрового диапазона, стабилизированных дополнительным высокодобротным резонатором.

4.2. Разработана математическая модель автодинного приемо-передатчика с внешними детекторами. Получены основные соотношения для расчёта его сигнальных характеристик при регистрации сигналов в цепи питания генератора и с помощью внешних детекторов, устанавливаемых между генераторной секцией и антенной.

Из результатов выполненных теоретических и экспериментальных исследований следует, что формирование сигналов, снимаемых с внешнего детектора, а также их фазовые сдвиги относительно сигналов, регистрируемых в цепи питания генератора, зависят как от величины коэффициента автодинного усиления генератора, так и от фазового расстояния между секциями.

Установлено, что в автодинном модуле с двумя внешними детекторами, помещёнными между генератором и антенной, в случае высокого значения коэффициента автодинного усиления оба сигнала, регистрируемые на выходах детекторов, находятся в фазе. В случаях малой величины коэффициента автодинного усиления выходные сигналы детекторных диодов имеют сдвиг фаз между собой, который определяется относительным разносом между диодами в передающей линии. Аналогичная зависимость сдвига фаз сигналов имеет место в случае развязки генераторной и детекторной секций. Тогда при условии разноса диодов кратно нечётному числу в одну восьмую длины волны в линии, сдвиг фаз между сигналами находится в квадратуре.

Для уменьшения степени искажения сигналов целесообразно снижение величины автодинной девиации частоты. Это достигается или увеличением эквивалентной добротности колебательной системы (применением стабилизации частоты с помощью дополнительного высокодобротного резонатора) или установкой развязывающего вентиля между секцией генератора и диодной секцией. Кроме того, для этой цели возможно применение автодина с синхронизацией частоты от дополнительного маломощного СВЧ генератора.

Из результатов выполненных исследований следует вывод о перспективности разработки интегральных автодинных модулей с квадратурным детектированием. При этом необходимо дополнительно решить конструкторско-технологические вопросы, связанные с освоением

монолитных интегральных схем квадратурных детекторов, а также СВЧ генераторов на диоде Ганна, интегрированных с высокочастотным резонатором. Это позволит свести технологию изготовления приёмопередающих модулей к принципу «поставил и забыл», что значительно снижает их себестоимость.

4.3. В результате проведенных исследований автодинного эффекта системы двух взаимно синхронизированных парциальных генераторов при сильной связи, установлено следующее.

Воздействие на один из генераторов собственного излучения, полученного от движущегося отражающего объекта, вызывает формирование автодинного отклика в виде периодических изменений параметров автоколебательной системы, таких как, амплитуд колебаний и величин смещения на активных элементах парциальных генераторов, а также разности фаз этих колебаний и частоты генерации.

Автодинные изменения частоты генерации системы связанных генераторов в процессе перемещения отражающего объекта вызывают нелинейность набега фазы отраженного излучения и, соответственно, ангармонические искажения всех указанных изменений параметров автоколебательной системы, как и у обычных автодинов. Однако степень и вид этих искажений в данной системе зависят от амплитудных и фазовых соотношений компонентов автодинного отклика, и определяются значениями внутренних параметров парциальных генераторов, таких как, их неизохронность, амплитудное и частотное детектирование. Кроме того, степень искажений определяется также условиями внутренней взаимной связи между парциальными генераторами, значением относительной расстройки собственных частот парциальных генераторов и величиной параметра внешней обратной связи системы «генератор – объект локации».

Установлено, что парциальный генератор, у которого собственная добротность колебательной системы или выходная мощность больше, чем у второго парциального генератора, является стабилизирующим, он вызывает уменьшение величины автодинной девиации частоты генерации и, тем самым, степени искажения сигналов.

По сравнению с обычными автодинными системами, выполненными на основе одиночных генераторов, системы взаимно синхронизированных автодинных генераторов обладают рядом положительных свойств. Благодаря значительно меньшей девиации частоты они обеспечивают улучшение формы сигналов при тех же уровнях отраженного излучения и расширение динамического диапазона автодинной системы.

Формирование сдвинутых по фазе двух сигналов дает возможность определять знак радиальной скорости отражающих объектов и использовать методы квадратурной обработки сигналов. Данные возможности значительно расширяют область применения автодинов при

решении задач радиоволнового контроля параметров движения в физике быстропротекающих процессов, ближней, сверхближней радиолокации и измерительной технике.

4.4. Разработана математическая модель автодинного приемо-передатчика, стабилизированного по частоте сигналом от дополнительного генератора. Получены основные соотношения для расчета его сигнальных характеристик как при квазистатически медленном перемещении объекта локации, так и при высоких скоростях движения, когда период автодинного сигнала соизмерим с постоянными времени автодинного отклика. При этом получены следующие научные результаты.

Установлено, что синхронизация автодина от внешнего генератора исключает характерные обычным (нестабилизированным) автодинам ангармонические искажения сигналов, что способствует расширению их динамического диапазона. Показано, что в синхронизированном автодине путем внесения начальной расстройки между частотами внешнего генератора и собственной частотой автодина в пределах полосы синхронизации имеется возможность значительного увеличения коэффициента передачи автодинного сигнала по сравнению с обычными автодинами.

Установлено также, что инерционность процесса фазовой синхронизации генератора вызывает неравномерность формирования амплитудно-частотных характеристик коэффициента передачи синхронизированного автодина по изменению амплитуды колебаний в области высоких частот. Однако эта неравномерность при правильном выборе параметров синхронизации не является препятствием для регистрации сигналов во всем диапазоне существующих на практике скоростей движения объектов локации.

Результаты выполненных экспериментальных исследований подтвердили адекватность разработанной математической модели синхронизированного автодина в отношении анализа автодинных параметров и характеристик как при квазистатически малых, так и больших скоростей движения объектов локации. Из результатов выполненных исследований следует также вывод о перспективности разработки интегральных автодинных модулей с синхронизацией частоты от дополнительного маломощного генератора. Особую актуальность такое техническое решение имеет в диапазоне миллиметровых и более коротких волн.

5. В плане практического применения результатов диссертации выполнен ряд исследований прикладного характера и разработаны автодинные радиолокаторы, датчики и измерители различного назначения. При этом получены новые научные результаты, состоящие в следующем.

5.1. Приемо-передающий автодинный модуль, выполненный на базе двух взаимно синхронизированных генераторов, один из которых связан с дополнительным высокодобротным резонатором, а другой находится под воздействием отраженного от объекта локации излучения,

обеспечивает повышение стабильности частоты как за счет взаимной синхронизации парциальных генераторов, так и действия стабилизирующего резонатора. Степень искажений сигналов такого модуля из-за автодинных изменений частоты может быть получена значительно меньшей, чем у обычного автодина, что соответственно расширяет динамический диапазон АСБРЛ и рабочую дальность ее действия.

Применение двухдиодных автодинов в системах ближней радиолокации обеспечивает улучшение их качественных показателей и расширение функциональных возможностей. Наличие двух автодинных сигналов с относительным сдвигом фаз 90° позволяет использовать их квадратурную обработку и определять направление движения объектов локации. В качестве примеров такого использования можно указать автодинные датчики для диагностики состояния турбоагрегатов и лопаток турбовентиляторных двигателей, а также измерения параметров технологических процессов: вибраций и перемещений, внутренних и наружных размеров металлических изделий, параметров движения локомотива относительно полотна дороги, вагонов на сортировочной горке и многих других.

5.2. На основе результатов выполненных исследований особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик автодинных генераторов сформулирован ряд общих положений и рекомендаций при использовании различных автодинных приемопередатчиков в приборах и устройствах диагностики, а также контроля и измерения параметров технологических параметров:

- при проведении контроля виброперемещений удалённых объектов и в условиях высокого уровня отражённого излучения необходимо учитывать возможность появления специфических искажений дискриминационной характеристики;

- правильным выбором рабочей точки автодинных датчиков в условиях искажений дискриминационной характеристики можно получить выигрыш в динамическом диапазоне по сравнению с гомодинными датчиками. При этом особый интерес представляет вариант регистрации автодинного сигнала по изменениям частоты, обеспечивающий более высокую линейность дискриминационной характеристики и почти двукратный выигрыш по максимальной величине амплитуды вибраций, хотя техническая реализация этого варианта представляется наиболее сложной;

- для исключения или значительного уменьшения искажений дискриминационной характеристики и улучшения ряда параметров автодинных датчиков целесообразно применение стабилизации частоты СВЧ и КВЧ генераторов, например, с помощью внешнего высокочастотного резонатора. Такое решение особенно оправдано в случае реализации автодинного датчика с регистрацией сигнала по изменению амплитуды колебаний или сигнала

автодетектирования, как наиболее простого в конструктивном отношении. В таком случае характеристики автодинного датчика максимально приближаются к характеристикам датчиков с гомодинным построением приёмо-передатчика;

– при проведении контроля малых перемещений и вибраций удалённых объектов и в условиях высокого уровня отражённого излучения с помощью автодинных датчиков необходимо учитывать возможность появления также явления зависимости уровня шума автодина от выбранной рабочей точки. При правильном выборе рабочей точки в таких условиях можно получить существенный выигрыш в разрешающей способности и динамическом диапазоне. Особый интерес при этом представляют рабочие точки с пониженной крутизной дискриминационной характеристики, обеспечивающей более высокую её линейность и меньший уровень шумов.

– благодаря формированию двух ортогональных сигналов и значительно меньшей девиации частоты генерации двухдиодные автодины обеспечивают повышение точности измерений и расширение функциональных возможностей приборов на их основе. Например, возможно создание радиоволновых измерителей с автоматической калибровкой, исключающих влияние изменений уровня отраженного СВЧ излучения на точность измерений и приборов, у которых отсутствует требование к выбору рабочей точки.

5.3. В ходе выполнения диссертационных исследований предложен способ и устройство радиолокационного датчика с манипуляцией частоты при непрерывном излучении. В этом устройстве могут использоваться приёмо-передающие устройства как с гомодинным, так и автодинным построением. Датчик предназначен для обнаружения движущихся объектов локации, измерения расстояния до них, а также определения скорости и направления движения, в частности, для систем автоматизированного управления снижением грузовой платформы парашютной системы.

5.4. Полученные результаты выполненных исследований автодинов дали положительный ответ на вопрос принципиальной возможности замены сверхрегенеративного приёмопередатчика на автодинный в перспективных системах радиозондирования атмосферы. В ходе выполнения этих исследований предложена новая структурная схема бортового приёмоответчика для аэрологического радиозонда.

Таким образом, показана перспективность применения обычных, стабилизированных по частоте внешним резонатором, двухдиодных и синхронизированных автодинов в различных системах ближней радиолокации, предназначенных для решения задач обнаружения, измерения параметров движения объектов локации, а также радиоволнового контроля параметров технологических процессов и диагностики.

Рекомендации по итогам диссертационного исследования

Таким образом, результаты диссертационных исследований показали перспективность дальнейших исследований автодинов с применением математического аппарата систем с запаздывающим воздействием. Данные перспективы связаны с более точным расчетом параметров и характеристик автодинов, в том числе энергетического потенциала системы при заданном динамическом диапазоне уровней воздействия отраженного излучения, а также анализом шумовых характеристик с учетом флуктуаций источника смещения. Данные исследования необходимы для разработки инженерных методов расчёта автодинных режимов работы генераторов, дальнейшего улучшения качественных показателей СБРЛ, выполненных на основе автодинов с различными видами модуляции и типами активных элементов, и расширения области их применения. При этом в качестве активного элемента перспективных автодинных модулей целесообразно использование не только ганновских структур, но и полевых транзисторов, частота генерации опытных образцов которых на сегодня превосходит частотный диапазон диодов Ганна.

Полученные результаты исследований показали преимущества автодинов со стабилизацией частоты дополнительным внешним высокочастотным резонатором, автодинов с внешними детекторами, взаимно синхронизированных автодинов и автодинов с внешней синхронизацией в режиме захвата частоты перед обычными (нестабилизированными) автодинами и целесообразность разработки и производства новых типов монолитных и гибридно-интегральных автодинных модулей СВЧ и КВЧ диапазонов.

В качестве колебательной системы таких автодинов представляется интересным применение интегрированных с активным элементом автодина высокочастотных резонансных структур, выполненных в виде распределённых брэгговских отражателей. Данная структура, широко используемая в настоящее время в мазерах и лазерах, обеспечивает, с одной стороны, стабилизацию частоты генерации благодаря ее высокой частотной селективности и, с другой стороны, – возможность параметрического «электронного» управления частотой генерации. Благодаря отмеченным здесь свойствам брэгговские резонаторы могут найти применение также в автодинных модулях для СБРЛ с ЧМ, однако вопрос конструкторско-технологического воплощения этой идеи требует своего дополнительного изучения.

Кроме того, перспективным представляется продолжение исследований автодинных систем на основе взаимно синхронизированных генераторов в плане изучения сигнальных и шумовых параметров и характеристик, а также возможностей их функционирования в составе ФАР. Интерес представляет также изучение автодинных свойств синхронизированных

генераторов с учетом собственных шумов и шумов сигнала внешнего воздействия, а также режима биений, когда частота сигнала внешнего генератора находится за пределами полосы захвата.

Сформулированные выше основные научные и практические результаты настоящей диссертационной работы, по мнению автора, можно квалифицировать как **решение научной проблемы** по внедрению нового концептуального подхода в теорию автодинов, основанного на представлении отраженного излучения в виде чистого транспортного запаздывания на время его распространения до объекта локации и обратно, использовании математического аппарата теории систем с запаздыванием и разработке новых методов расчета сигнальных и шумовых параметров и характеристик автодинов, учитывающих динамику перемещения объекта локации, внутреннюю инерционность процессов в автодинном генераторе и различные виды модуляции. Кроме того, в рамках обозначенной проблемы выполнен комплекс исследований, направленных на поиск новых принципов построения автодинных устройств, обеспечивающих улучшение параметров и характеристик, а также расширение их функциональных возможностей и области практического применения. Решение указанной **научной проблемы**, с точки зрения автора, **имеет важное значение** для теории и техники систем ближней радиолокации с автодинным принципом построения приемо-передающих устройств.

В завершение настоящей работы автор выражает особую благодарность научному консультанту Носкову Владиславу Яковлевичу, д.т.н., профессору кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, инициатору исследований в области ближней радиолокации в ИРИТ-РТФ, за выбор направления и постановку задачи исследований, внимательное и многократное чтение текста диссертации, тщательный анализ полученных результатов, многочисленные ценные советы и рекомендации. Без его инициативы и настойчивости, активной поддержки и заинтересованности, критической оценки результатов и предложений эта работа не могла состояться.

Автор благодарен также: Иванову Вячеславу Элизбаровичу, д.т.н., профессору кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций за многочисленные ценные советы и рекомендации, а также предоставленную возможность работы в данном направлении исследований; Шабунину Сергею Николаевичу, д.т.н., заведующему кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций за плодотворные дискуссии и инициативу использования некоторых результатов диссертации в учебном процессе ИРИТ-РТФ УрФУ; Смольскому Сергею Михайловичу, д.т.н., профессору кафедры формирования и обработки радиосигналов НИУ «МЭИ» (Москва) за информационную

поддержку и полезные обсуждения материалов работы, ознакомление с материалами диссертации и ценные советы; Штыкову Виталию Васильевичу, к.т.н., доценту, профессору кафедры Основ радиотехники НИУ «МЭИ» (Москва) за плодотворное обсуждение материалов исследования сигналов, полученных от объектов, расположенных в ближней зоне антенны.

Автор выражает признательность кандидатам физико-математических наук, научным сотрудникам Института радиофизики и электроники НАН Украины Геннадию Павловичу Ермаку и А.С. Васильеву за создание опытного образца многофункциональной АСБРЛ с ЧМ, активное участие в выполнении экспериментальных исследований этого образца и обсуждение результатов.

Автор признателен также доценту Кудинову С.И. за помощь в проведении экспериментов с модулями МРЗ-3 для системы радиозондирования атмосферы и обсуждение их результатов, а также всем коллегам и сотрудникам кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций и департамента радиоэлектроники и связи ИРИТ-РТФ УрФУ за поддержку, заинтересованные обсуждения работы, замечания и ценные советы.

Перечень основных сокращений

АД	Автодин, автодинный генератор, автодинный датчик
АГ	Автогенератор
АХА	Амплитудная характеристика автодина – зависимость изменений амплитуды колебаний генератора в зависимости от расстояния до отражающего объекта
АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
АЭ	Активный элемент
БР	Блок регистрации (автодинного отклика в цепи питания АЭ)
ГИС	Гибридно-интегральная схема
ДГ	Диод Ганна
КВЧ	Крайне высокие частоты, крайне высокочастотный
КС	Колебательная система
ЛПД	Лавинно-пролётный диод
НИР	Научно-исследовательская работа
РЛС	Радиолокационная система
СБРЛ	Система ближней радиолокации
СВЧ	Сверхвысокие частоты, сверхвысокочастотный
ССБРЛ	Система сверхближней радиолокации
ФХА	Фазовая характеристика автодина – зависимость набега фазы отражённого ЭМ излучения автодинного генератора в зависимости от расстояния до отражающего объекта
ХАД	Характеристика автодетектирования автодина – зависимость изменений автосмещения на АЭ генератора в зависимости от расстояния до отражающего объекта
ЧХА	Частотная характеристика автодина – зависимость изменений частота колебаний генератора в зависимости от расстояния до отражающего объекта
ЧМ	Частотная модуляция

Список основных условных обозначений

α_{01} – безразмерный параметр, учитывающий явление автодетектирования вариаций амплитуды колебаний;

α_{11} – приведенная крутизна инкремента генератора, обуславливающая степень регенерации и прочность его предельного цикла;

β_1 – коэффициент, характеризующий степень связи рабочего резонатора с линией передачи;

β_2 – коэффициент, характеризующий степень связи стабилизирующего резонатора с линией передачи;

β_{11} – параметр, который определяет неизохронность АГ;

γ – коэффициент неизохронности, учитывающий зависимость частоты колебаний генератора от амплитуды колебаний;

Γ_0 – приведённый к «зажимам» генератора коэффициент отражения, характеризующий затухание излучения по амплитуде при его распространении до отражающего объекта и обратно;

$\delta(t, \tau)$ – общее обозначение набега фазы отражённой волны за время τ ;

$\delta(\tau_n)$ – фазовая характеристика АД (ФХА);

$\Delta\omega$ – изменения частоты генерации относительно частоты стационарных колебаний автономного генератора;

$\Delta\omega_m$ – величина автодинной девиации частоты колебаний автодинного генератора;

ω – текущее значение частоты генерации автодинного генератора;

ω_0 – частота генерации автономного генератора;

ΔA – изменения амплитуды A колебаний генератора относительно их стационарных значений A_0 в режиме автономного генератора;

$\Delta f_{\text{эфф}}$ – эффективное значение частотного шума в полосе частот ΔF ;

ΔI_s – изменения выходного сигнала автодина в цепи смещения активного элемента по изменению тока;

ε_{01} – параметр «частотного детектирования», определяющий вклад вариаций частоты генерации в вариации тока питания АЭ;

ε_{11} – параметр, определяющий неизодромность генератора, иными словами, учитывающий влияние вариаций частоты на амплитуду колебаний через проводимость АЭ и (или) параметры

КС;

$\varepsilon_{2н}$ – параметр нелинейности амплитудной характеристики САД, обусловленной зависимостью резистивной составляющей проводимости колебательной системы от частоты генерации;

$\varepsilon_{кк}$ – производная нормированной резистивной проводимости КС по частоте относительной отстройки ν ;

η – КПД колебательной системы;

θ – угол фазового смещения автодинных изменений частоты автоколебаний;

$\kappa_{см}$ – коэффициент амплитудно-частотного смещения автодинного отклика по изменению смещения на АЭ;

$\kappa_{чд}$ – коэффициент частотного детектирования автодинных изменений частоты в изменения среднего значения тока активного элемента;

λ – длина волны излучения в свободном пространстве;

$\nu_{с1}$ – относительная расстройка текущей частоты относительно собственной частоты первого (рабочего) резонатора в стабилизированном автодине;

$\nu_{с2}$ – относительная расстройка текущей частоты относительно частоты второго (стабилизирующего) резонатора в стабилизированном автодине;

ξ_{11} – параметр стабилизации частоты, учитывающий частотную крутизну реактивной проводимости активного элемента, а также колебательной системы генератора;

$\xi_{кк}$ – частотная крутизна реактивной проводимости КС;

$\xi_{э}$ – частотная крутизна реактивной проводимости АЭ;

$\Pi_{пр}$ – предельный энергетический потенциал автодина в требуемой полосе частот;

$\Pi_{пр}^{(a)}$ – предельный энергетический потенциал автодина по изменению амплитуды;

$\Pi_{пр}^{(i)}$ – предельный энергетический потенциал автодина при регистрации сигналов в цепи смещения АЭ;

ρ – коэффициент неизодромности, учитывает влияние вариаций частоты на амплитуду колебаний через электронную проводимость АЭ;

τ – время запаздывания отражённого от объекта излучения;

τ_a – постоянная времени (время релаксации) автодинного отклика;

τ_n – нормированное время запаздывания отражённого от объекта излучения;

ν – относительной отстройки текущей частоты генерации от собственной частоты

стабилизирующего резонатора;

φ – медленно меняющаяся за период колебаний фаза в текущий момент времени;

χ – относительное изменение автодинного отклика по частоте;

χ_m – максимальное (амплитудное) относительное автодинное изменение частоты генерации;

$\chi_n(\tau_n)$ – нормированная относительно максимальных значений частотная характеристика АД (ЧХА);

$\chi_{\text{шн}}(t)$ – составляющая нормированного (относительного) уровня частотного шума;

$\Psi(t)$ – полная фаза колебаний в текущий момент времени t ;

ψ_0 – угол относительного фазового смещения сигнала, регистрируемого в цепи смещения активного элемента;

ψ_0^{CT} – угол относительного фазового смещения сигнала, регистрируемого в цепи смещения активного элемента САД;

ψ_1 – угол относительного фазового смещения автодинных изменений амплитуды колебаний;

ψ_1^{CT} – угол относительного фазового смещения автодинных изменений амплитуды колебаний САД;

Ω_d – частота доплеровского сигнала, полученная от движущегося объекта в свободном пространстве;

ω – текущая частота колебаний генератора;

ω_0 – частота стационарных колебаний генератора;

ω_c – собственная частота колебательной системы;

ω_{c1} – собственная частота основного рабочего резонатора стабилизированного автодина;

ω_{c2} – собственная частота стабилизирующего резонатора стабилизированного автодина;

A – медленно меняющаяся за период колебаний амплитуда в текущий момент времени t ;

A_0 – амплитуда стационарных колебаний автономного генератора;

a_{1m} – амплитудное значение автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний;

$a_c(t)$ – синфазная составляющая уровня амплитудного шума;

$a_s(t)$ – ортогональная составляющая уровня амплитудного шума;

$a_n(\tau_n)$ – нормированная относительно максимальных значений амплитудная характеристика автодина (АХА);

$a_{\text{шн}}(t)$ – составляющая нормированного относительно максимальных значений автодинного отклика уровня амплитудного шума генератора;

$a_{\text{шэф}}$ – относительный уровень шума амплитуды колебаний;

$b_{\text{кс}}$ – нормированная реактивная проводимость колебательной системы стабилизированного генератора;

$B_{\text{кс}}$ – реактивная проводимости КС;

$B_{\text{э}}$ – реактивная проводимость активного элемента;

c – скорость распространения электромагнитного СВЧ излучения;

$C_{\text{ос}}$ – параметр внешней обратной связи автодинной системы;

$d_{\text{а}}$ – динамический диапазон АД при регистрации сигнала по изменению амплитуды колебаний или в цепи смещения АЭ;

E – напряжение смещения на АЭ автодинного генератора;

$G_{\text{кс}}$ – резистивная и реактивная проводимости КС;

$G_{\text{п}}$ – проводимость собственных потерь резонатора;

$G_{\text{н}}$ – проводимость нагрузки;

$G_{\text{п1}}$ – проводимость потерь основного рабочего резонатора;

$G_{\text{п2}}$ – проводимость потерь дополнительного стабилизирующего резонатора;

$G_{\text{э}}$ – резистивная проводимости активного элемента;

$g_{\text{кс}}$ – нормированная резистивная составляющая проводимости колебательной системы стабилизированного автодина;

$I_{\text{э}}$ – среднее значение тока активного элемента в цепи питания активного элемента;

$I_{\text{э0}}$ – потребляемый ток АЭ автономного генератора для стационарного режима;

i – относительные изменения тока в цепи питания активного элемента;

$i_{\text{с}}(t)$ – синфазная составляющая нормированного внутреннего шума генератора;

$i_{\text{с}}(t)$ – ортогональная составляющая нормированного внутреннего шума генератора;

$i_{0\text{м}}$ – амплитудное значение автодинного отклика при автодетектировании;

$i_{\text{шн}}(t)$ – составляющая нормированного относительно максимальных значений автодинного отклика уровня шума в цепи смещения АЭ;

$i_{\text{шэф}}(v)$ – относительный уровень шума среднего значения флуктуаций тока смещения АЭ;

$J_{\text{с}}(t, \tau)$ – амплитуда эквивалентного источника мгновенного тока воздействия собственного

отражённого от объекта излучения, которое запаздывает относительно текущего времени;

$j_c(t, \tau)$ – эквивалентный источник мгновенного тока воздействия собственного отражённого от объекта излучения, которое запаздывает относительно текущего времени;

$j_{ш}(t)$ – эквивалентный источник мгновенного тока внутренних шумов генератора;

K_0 – коэффициент автодетектирования автодинного отклика, характеризующий процесс передачи автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний в цепь смещения активного элемента;

$K_{\Gamma_a}(Z_n)$ – коэффициент нелинейных искажений автодинного отклика по изменению амплитуды;

$K_{\Gamma_\chi}(Z_n)$ – коэффициент нелинейных искажений автодинного отклика автодинного отклика по изменению частоты;

K_a – коэффициент автодинного усиления (амплитудной чувствительности автодина), показывающий во сколько раз амплитуда автодинного отклика превышает амплитуду приходящей к генератору отражённой волны;

$K_a^{ст}$ – коэффициент автодинного усиления САД;

K_n – нормированный коэффициент автодинного усиления;

$K_{с/ш}$ – коэффициент, характеризующий отношение сигнал/шум автодинных изменений амплитуды;

k_0 – коэффициент автодетектирования изохронного и изодромного автодинного генератора, у которого $\gamma = \rho = 0$;

k_a – коэффициент автодинного усиления изохронного и изодромного автодинного генератора, у которого $\gamma = \rho = 0$;

$k_{ад}$ – коэффициентами автодетектирования амплитудных флуктуаций;

$k_{н0}$ – нормированный относительно k_0 коэффициент автодетектирования реального автодина, у которого $\gamma \neq 0$, $\rho \neq 0$, а также имеет место явление частотного детектирования, когда $\varepsilon_{01} \neq 0$;

$k_{на}$ – нормированный относительно k_a коэффициенты автодинного усиления реального автодина, у которого $\gamma \neq 0$, $\rho \neq 0$, а также имеет место явление частотного детектирования, когда $\varepsilon_{01} \neq 0$;

$k_{чд}$ – коэффициентами автодетектирования частотных флуктуаций;

L_a – коэффициент автодинной девиации частоты генерации;

L_a^{ct} – коэффициент автодинной девиации частоты генерации САД;

L_n – нормированный коэффициент автодинной девиации частоты генерации;

$L_{c/ш}$ – коэффициент, характеризующие отношение сигнал/шум автодинных изменений частоты;

l – расстояние до отражающей поверхности;

l_n – безразмерная величина нормированного по половине длины волны расстояния до отражающего объекта;

$M_{c/ш}$ – коэффициент, характеризующий отношение сигнал/шум автодинных изменений тока в цепи питания активного элемента;

$M_{ш}$ – мера шума активного элемента;

N – целое число полуволн, укладываемых между отражающим объектом и автодином;

$P(t, \tau)$ – выходная мощность на нагрузке генератора в момент времени $t - \tau$;

P_0 – колебательная мощность активного элемента в режиме стационарных колебаний автономного генератора;

$P_c(t, \tau)$ – мощность отраженного от объекта излучения, приходящая в резонатор генератора в момент времени $t - \tau$;

$p_{ш}(t)$ – индекс модуляции фазы, обусловленный частотными шумами автодинного генератора;

Q_n – нагруженная добротность;

$Q_{вн}$ – внешняя добротность колебательной системы;

$Q_{вн1}$ – внешняя добротность рабочего резонатора стабилизированного автодина;

$Q_{н1}$ – нагруженная добротность первого (рабочего) резонатора стабилизированного автодина;

$Q_{с1,2}$ – собственные добротности первого или второго резонаторов в стабилизированном автодине;

$q_{\delta}(\tau_n)$ – относительные изменения среднеквадратического уровня фазового шума;

$q_{\chi}(\tau_n)$ – относительные изменения среднеквадратического уровня частотного шума;

$q_a(\tau_n)$ – относительные изменения среднеквадратического уровня амплитудного шума;

$q_{i\pm}(\tau_n)$ – относительные изменения среднеквадратического уровня шумов в цепи смещения

АЭ;

$q_{кс}$ – производная нормированной реактивной проводимости КС по частоте относительной

отстройки ν ;

S_f – коэффициент стабилизации частоты, обусловленный действием дополнительного стабилизирующего резонатора;

t – текущее время;

$Y_{\text{кс}}$ – полная проводимость колебательной системы;

Y_3 – полная проводимость активного элемента;

Основные термины и определения

Автодины, автодинные генераторы – это открытые информационно-измерительные автоколебательные системы, использующие для своего функционирования автодинный эффект. В отличие от обычных генераторов автодины содержат дополнительные средства для выделения (регистрации) автодинного отклика.

Открытая система – это система, доступная к каким-либо физическим (ток или напряжение), параметрическим и (или) информационным внешним воздействиям.

Автодинный эффект – явление изменения параметров автоколебательной системы, таких как амплитуда и частота колебаний, а также ток или напряжение смещения активного элемента генератора, под воздействием излучения, полученного от внешнего стороннего источника или собственного отражённого от объекта исследований.

Автодинный отклик – реакция автогенератора в виде автодинного эффекта на воздействие излучения, полученного от внешнего стороннего источника или собственного отражённого от объекта исследований.

Изохронный (isochronic – от греческого isos – одинаковый, равный и chronos – время) **генератор** – автогенератор, у которого частота колебаний не зависит от изменений амплитуды генерации. **Неизохронный генератор** предполагает наличие данной зависимости. Характеризуется **коэффициентом неизохронности**.

Изодромный (isodromic – от греческого isos – одинаковый, равный и dromos – бег) **генератор** – автогенератор, у которого амплитуда колебаний не зависит от изменений частоты генерации. **Неизодромный генератор** предполагает наличие данной зависимости. Характеризуется **коэффициентом неизодромности**.

Коэффициент внутренней обратной связи автодина – коэффициент, определяемый как произведение коэффициентов неизохронности и неизодромности, который показывает степень внутренней устойчивости автодинного генератора при условии одинаковых знаков при данных коэффициентах.

Коэффициент внешней обратной связи автодина – коэффициент, определяемый как произведение величины автодинной девиации частоты колебаний на время запаздывания отражённого от объекта излучения.

Коэффициент автодинного усиления – коэффициент, который показывает, во сколько раз амплитуда автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний превышает амплитуду приходящего в резонатор генератора излучения; синоним этого термина – **коэффициент амплитудной чувствительности автодина**.

Коэффициент автодинной девиации частоты – коэффициент, который показывает степень влияния на амплитуду автодинных изменений частоты колебаний генератора воздействия приходящего в его резонатор излучения; синоним этого термина – **коэффициент частотной чувствительности автодина**.

Коэффициент автодетектирования – коэффициент, который показывает степень преобразования амплитудных значений автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний в амплитудные значения изменений тока или напряжения смещения активного элемента генератора. Соответственно характеризуется дополнительными **коэффициентами амплитудного и частотного автодетектирования**.

Амплитудная характеристика автодина (АХА) – зависимость изменений амплитуды колебаний генератора, находящегося под воздействием отражённого излучения, от времени запаздывания отражённого излучения или расстояния до объекта.

Частотная характеристика автодина (ЧХА) – зависимость изменений частоты колебаний генератора, находящегося под воздействием отражённого излучения, от времени запаздывания отражённого излучения или расстояния до объекта.

Характеристика автодетектирования автодина (ХАД) – зависимость изменений сигнала автодетектирования в цепи смещения активного элемента генератора, находящегося под воздействием отражённого излучения, от времени запаздывания отражённого излучения или расстояния до объекта.

Амплитудно-частотная характеристика автодина (АЧХ) – зависимость изменений

амплитуды колебаний генератора, находящегося под воздействием отражённого излучения, от изменений частоты автоколебаний при изменении времени запаздывания отражённого излучения или расстояния до объекта.

Автодетекторно-частотная характеристика автодина (АДХ) – зависимость изменений сигнала автодетектирования в цепи смещения активного элемента генератора, находящегося под воздействием отражённого излучения, от изменений частоты автоколебаний при изменении времени запаздывания отражённого излучения или расстояния до объекта.

СПИСОК ЦИТИРУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Butement, W.A.S. Improvements in or Relating to Projectiles / W.A.S. Butement, E.S. Shire, A.F.H. Thomson // Патент Великобритании GB585791. Заявл. 17.04.1942.
2. Tuve, M.A. Radio Frequency Proximity Fuze / M.A. Tuve, R.B. Roberts // Патент США US3166015, заявл. 06.01.1943.
3. Rocket, F. Proximity Fuze / F. Rocket // Electronics. – 1945. – No. 11. – P. 110-111.
4. Huntoon, R.D. Generator-powered proximity fuze / R.D. Huntoon, B.J. Miller // Electronics. – 1945. – No. 12. – P. 98-103.
5. Ellett, A. Radio proximity fuzes for fin-stabilized missiles / A. Ellett, V. Bush, J.B. Conant, R.C. Tolman // United States. Office of Scientific Research and Development. National Defense Research Committee. Columbia University. Division of War Research. – Washington, D. C., 1946. – 488 p
6. Page, C.H. Survey of Proximity Fuze Development / C.H. Page, A.V. Astin // American Journal of Physics. – 1947. – Vol. 15. – No. 2. – P. 95-110.
7. Коган, И.М. Теория информации и проблемы ближней радиолокации / И.М. Коган. – М.: Советское радио, 1968. – 144 с.
8. Коган, И.М. Ближняя радиолокация (теоретические основы) / И.М. Коган. – М.: Сов. радио, 1973. – 272 с.
9. Коган, И.М. Теоретические основы радиолокации на малых расстояниях / И.М. Коган. Итоги науки и техники. Сер. Радиотехника. Том 13. – М.: ВИНТИ, 1976. – 274 с.
10. Дорофеев, А.Н. Взрыватели ракет / А.Н. Дорофеев. – М.: Военное изд. МО СССР, 1963. – 88 с.
11. Гуткин, Л.С. Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами / Л.С. Гуткин, Ю.П. Борисов, А.А. Валуев и др.: под ред Л.С. Гуткина. – М.: Сов. радио, 1968. – 680 с.
12. Saponara, S. Highly Integrated Low-Power Radars / S. Saponara, M. Greco, E. Ragonese, G.P. Bruno. – Hardback. Norwood: Artech House, 2014. – 230 p.
13. Борзов, А.Б. Миллиметровая радиолокация. Методы обнаружения и наведения в условиях естественных и организованных помех / А.Б. Борзов, Р.П. Быстров, Э.А. Засовин, К.П. Лихоеденко, И.В. Муратов, Г.Л. Павлов, А.В. Соколов, В.Б. Сучков. – Москва: Радиотехника, 2010. – 376 с.
14. Егоров, Ю.М. Дистанционный контроль скорости движения транспортных средств / Ю.М. Егоров, В.А. Изотов, Л.А. Кочетов и др. – М.: Транспорт, 1987. – 271 с.

15. Greneker, G.F. Police Radar. – Ch. 16. – P. 749-778. In book: Principles of Modern Radar. Vol. III: Radar Applications / (Ed.) W.L. Melvin, J.A. Scheer. SciTech Publishing, 2014. – 820 p.
16. Григорин-Рябов, Радиотехнические железнодорожные устройства / В.В. Григорин-Рябов, А.М. Вериги, О.И. Шелухин, В.И. Шелухин. – М.: Транспорт, 1986. – 160 с.
17. Использование радара для измерения пройденного пути и скорости (обзор) // Железные дороги мира. – 2000. – №10. – С. 51-56.
18. Марюхненко, В.С. Радиолокационные системы на железнодорожном транспорте. Перспективы применения / В.С. Марюхненко. – Иркутск: изд-во ИрГУПС, 2017. – 146 с.
19. Gini, F. Waveform Design and Diversity for Advanced Radar Systems / F. Gini, L. De Maio, A. Patton (Eds.). The Institution of Engineering and Technology, 2012. – 574 p
20. Jain, V. Automotive Radar Sensors in Silicon Technologies / V. Jain, P. Heydari. – New York: Springer Science+Business Media, 2013. – 101 p.
21. Атаянц, Б.А. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения / Б.А. Атаянц, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский, В.С. Паршин, С.М. Смольский. – М.: Радиотехника, 2012. – 512 с.
22. Викторов, В.А. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов / В.А. Викторов, Б.В. Лункин, А.С. Совлуков. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 208 с.
23. Костенко, А.А. Когерентные системы ближней и сверхближней радиолокации миллиметрового диапазона / А.А. Костенко, Г.И. Хлопов. – Харьков: ИПЦ «Контраст», 2015. – 352 с.
24. Boric-Lubecke, O. Doppler Radar Physiological Sensing / O. Boric-Lubecke, A.D. Droitcour, V.M. Lubecke, B.-K. Park, A. Singh (eds.). – New York: John Wiley & Sons, 2016. – 304 p.
25. Changzhi, Li. Microwave Noncontact Motion Sensing and Analysis / Li Changzhi, Lin Jenshan. – John Wiley & Sons Inc, 2013. – 238 p.
26. Droitcour, A. Non-Contact Measurement of Heart and Respiration Rates with a Single-Chip Microwave Doppler Radar // Ph.D. Thesis, Stanford University, Stanford, CA, USA, 2006. – 470 p.
27. Changzhan, Gu. Short-Range Noncontact Sensors for Healthcare and Other Emerging Applications: A Review // Sensors. – 2016. – Vol. 16. – No. 1169. – 24 p.
28. Иванов, И.В. Охрана периметров / И.В. Иванов. – М.: «Паритет Граф», 2000. – 196 с.
29. Магауенов, Р.Г. Системы охранной сигнализации: основы теории и принципы построения / Р.Г. Магауенов. – М.: Горячая линия–Телеком, 2008. – 496 с.

30. Шелухин, В.И. Горочный измеритель скорости нового поколения РИС-В3 / В.И. Шелухин, И.И. Малышев, М.А. Смычек // Автоматика, телемеханика и связь. – 1993. – № 12. – С. 2-4.
31. Малорацкий, Л.Г. Радарные измерители скорости машинно-тракторных агрегатов / Л.Г. Малорацкий // Зарубежная радиоэлектроника. – 1986. – № 7. – С. 84-91.
32. Gentile, C. Application of Radar Technology to Deflection Measurement and Dynamic Testing of Bridges. – P. 141-162. In book: Radar Technology / Kouemou G. (Ed.) InTech, 2010. – 410 p.
33. Tamari, S. Testing a Handheld Radar to Measure Water Velocity at the Surface of Channels / S. Tamari, F. Garcia, J.I. Arciniega-Ambrocio, A. Porter. La Houille Blanche – 2014. – No. 3. – p. 30-36.
34. Young, G.C. Method for Eliminating Reading Errors in a Non-Contact Microwave Solids Flow Meter. Патент США US 2007/0100575 A1, публ.: 03.05.2007.
35. Yasuda, A. A Shipborne-Type Wave-Height Meter for Oceangoing Vessels, Using Microwave Doppler Radar / A. Yasuda, S. Kuwashima, Y. Kanai. // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 1985. – Vol. 10. – No. 2. – P. 138-143.
36. Khlopov, G.I. Remote Measurements of Vibrations by Manpack Radar Detector / G.I. Khlopov, K.A. Yadchuk // Telecommunication Radio Engineering. – 2001. – Vol. 55. – No. 2. – P. 43-51.
37. Raffo, A. Software Defined Doppler Radar as a Contactless Multipurpose Microwave Sensor for Vibrations Monitoring / A. Raffo, S. Costanzo, G. Di Massa // Sensors. – 2017. – Vol. 17. – No. 115. – 16 p.
38. Асонов, В.К. Радиолокационное устройство контроля скорости ленточных конвейеров и движущихся (вращающихся) узлов механизмов / В.К. Асонов, А.К. Борисов, Д.Г. Ромашков, А.И. Смутов // Патент РФ RU2109305C1, публ.: 20.04.1998.
39. Хаблов, Д.В.. Бесконтактный радиоволновый способ измерения частоты вращения / Д.В. Хаблов // Патент РФ RU2560757C1. Оpubл.: 20.08.2015. БИ № 23.
40. Kulemin, G.P. Radar Reflections from Explosion and Gas Wake of Operating Engines / G.P. Kulemin, V.B. Razskazovsky // IEEE Transaction Antennas Propagation. – 1997. – Vol. AP-45. – No. 4. – P. 731-739.
41. Поршневу, С.В. Радиолокационные методы измерений экспериментальной баллистики / С.В. Поршневу. – Екатеринбург: УрО РАН, 1999. – 212 с.
42. Стратонович, Р.Л. Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике. - Москва : Сов. радио, 1961. - 558 с.

43. Anghel, A. Short-Range Wideband FMCW Radar for Millimetric Displacement Measurements / A. Anghel, G. Vasile, R. Cacoveanu, C. Ioana, S. Ciochina // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Institute of Electrical and Electronics Engineers. – 2014. – Vol. 52. – No. 9. – P. 5633-5642.
44. Zhang, J. A Blade Tip Timing Method Based on a Microwave Sensor / J. Zhang, F. Duan, G. Niu, J. Jiang, J. Li // Sensors. – 2017. – Vol. 17. – No. 1097. – 11 p.
45. Куров, И.Е. Устройство для контроля внутренних размеров металлических труб. / И.Е. Куров, Е.М. Гершензон, П.А. Путилов, Г.П. Путилова, В.В. Потапов, В.В. Козлов // Патент РФ RU2052796C1, публ. 20.01.1996., Б.И. № 2.
46. Иноземцев, А.А. Микроволновые системы измерения радиальных зазоров между торцами рабочих лопаток и корпусом ГТД / А.А. Иноземцев, В.К. Сычев, М.А. Снитко, М.Г. Бакулин, А.В. Масловский, И.С. Табачук // Авиационная промышленность. – 2012. – № 4. – С. 18-21.
47. Шелухин, О.И. Радиосистемы ближнего действия / О.И. Шелухин. – М.: Радио и связь, 1989. – 236.
48. Квазиоптика. Избранные доклады на международном симпозиуме / Перевод с англ. и нем. под ред. Б.З. Каценеленбаума и В.В. Шевченко. – М.: Мир, 1966. – 504 с.
49. Вайнштейн, Л.И. Электромагнитные волны / Л.И. Вайнштейн. – М.: Радио и связь, 1988. – 440с.
50. Алахов, Е.К. Практика работы автодинных устройств и пути построения автодинных комплексов / Е.К. Алахов // Л.: ЛИТМО. Депон. рукопись № 5125-82. ВИНТИ, 1982. – 33 с.
51. Хотунцев, Ю.Л. Синхронизированные генераторы и автодины на полупроводниковых приборах / Ю.Л. Хотунцев, Д.Я. Тамарчак. – М.: Радио и связь. 1982. – 240 с.
52. Коган, И.М. Автодины / И.М. Коган, Д.Я. Тамарчак, Ю.Л. Хотунцев // Итоги науки и техники. Сер. Радиотехника. Том 33. – М.: ВИНТИ, 1984. – С. 3-175.
53. Ермак, Г.П. Теоретическое и экспериментальное исследование ГДИ-автодина / Г.П. Ермак, А.Б. Лебедев, К.А. Лукин, Б.К. Скрынник, В.П. Шестопапов. – Харьков: Изд. ИРЭ АН Украины, 1984. Препринт № 262. – 57 с.
54. Богачёв, В.М. Транзисторные генераторы и автодины / В.М. Богачёв, В.Г. Лысенко, С.М. Смольский. – М.: Изд. МЭИ. 1993. – 344 с.
55. Komarov, I.V. Fundamentals of Short-Range FM Radar / I.V. Komarov, S.M. Smolskiy. – Norwood: Artech House, 2003. – 289 p.

56. Комаров, И.В. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний / И.В. Комаров, С.М. Смольский. – М.: Горячая линия–Телеком. 2010. – 392 с.
57. Воторопин, С.Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 1. Конструкторско-технологические достижения / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 12. – С.3-30.
58. Гершензон, Е.М. Общие характеристики и особенности автодинного эффекта в автогенераторах / Е.М. Гершензон, Б.Н. Туманов, В.Т. Бузыкин, Б.И. Левит, В.М. Калыгина // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27. – № 1. – С.104-112.
59. Гершензон, Е.М. Автодинный эффект в двухчастотных генераторах / Е.М. Гершензон, Б.И. Левит, В.Я. Носков, Б.Н. Туманов // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. – 1983. – № 10. – С. 11-16.
60. Носков, В.Я. Автодинный эффект в многочастотных автогенераторах / В.Я. Носков // Известия вузов. Радиофизика. – 1992. – Т. 35. – № 9. – С. 778-789.
61. Усанов, Д.А. Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов / Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль. – Саратов: Изд. СГУ. 2003. – 312 с.
62. Воторопин, С.Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 2. Теоретические и экспериментальные исследования / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 7. – С. 3-33.
63. Воторопин, С.Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 3. – С. 3-50.
64. Носков, В.Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов / В.Я. Носков, С.М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 6. – С. 3-51.
65. Носков, В.Я. Автодинный эффект в генераторах с амплитудной модуляцией / В.Я. Носков, С.М. Смольский // Радиотехника. – 2011. – № 2. – С. 21-36.
66. Щелкунов, К.Н. Измерение вибраций и малых перемещений с помощью клистрона-автодина / К.Н. Щелкунов, Е. К. Алахов // Труды ЛИТМО. – 1959. – № 29. – С. 125-129.
67. Кошелев, Ю.Д. Доплеровский автодинный измеритель скорости / Ю.Д. Кошелев //

- Электронная техника. Сер. Контрольно-измерительная аппаратура. – 1966. – № 3. – С. 99-108.
68. Терещенко, А.Ф. Двухчастотный доплеровский автодинный дальномер / А.Ф. Терещенко, В.А. Яшин // Электронная техника. Сер. Контрольно-измерительная аппаратура. – 1966. – Вып.3. – С. 109-117.
69. Соьер, Г.А. Отражательный клистрон для измерения ускорений / Г.А. Соьер, Т.К. Ишии // Зарубежная радиоэлектроника. – 1970. – № 6. – С. 127-132.
70. Merriam, R.H. Microwave Doppler Sensors / R.H. Merriam, J.W. Rush // Microwave Journal. – 1974. – No. 7. – P. 27-30.
71. Сотиров, И.А. Портативный радиолокационный измеритель скорости РС-01 / И.А. Сотиров // Электропромышленность и приборостроение. – 1976. – № 3. – С. 99. (болг)
72. Lazarus, M.J. New direction-of-motion Doppler detector / M.J. Lazarus, F.P. Pantoja, M. Somekh et al // Electronics Letters. – 1980. – Vol. 16. – No. 25. – P. 953-954.
73. Терещенко, А.Ф. Применение клистрона-автодина для измерения диэлектрической проницаемости / А.Ф. Терещенко, Ю.Д. Кошелев, Л.Р. Явич // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Электроника. – 1965. – № 2. – С. 91-101.
74. Беренцвейг, Р.А. Автодинный фазовый метод измерения влажности листовых материалов / Р.А. Беренцвейг, А.Ф. Терещенко, Ю.Д. Кошелев // Строительные материалы. – 1967. – № 10. – С. 31-32.
75. Гордиенко, Ю.Е. Автодинный СВЧ измеритель толщины полупроводниковых плёнок / Ю.Е. Гордиенко, Л.А. Овчаренко // Заводская лаборатория. – 1984. – № 7. – С. 36-38.
76. Носков, В.Я. Анализ автодинного СВЧ датчика для бесконтактного измерения и контроля размеров изделий / В.Я. Носков // Измерительная техника. – 1992. – № 3. – С. 24-26.
77. Барташевский, Е.Л. Контроль стабильности характеристик СВЧ трактов с помощью автодина на диоде Ганна / Е.Л. Барташевский, А.В. Острейковский, Е.Н. Привалов // Измерительная техника. – 1985. – № 10. – С. 49-51.
78. Зилитинкевич, С.И. Прибор для измерения вторичного излучения, работающий на отражательном клистроне-автодине / С.И. Зилитинкевич, К.Н. Щелкунов, Ф.П. Балобей, Е.К. Алахов // Известия вузов СССР. Серия Приборостроение. – 1961. – № 2. – С. 3-9.
79. Гарматюк, С.С. Определение фазового фронта антенн при помощи автодина / С.С. Гарматюк, В.Г. Шарварко // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1975. – Т. 18. – № 9. – С. 92-93.
80. Inggs, M.R. Self-Oscillating Mixer Cuts Antenna Test Costs / M.R. Inggs // Microwaves. – 1978. – Vol. 17. – No. 4. – P. 100-102.
81. Alidoost, S.A. Autodyne System with a Single Antenna / S.A. Alidoost, R. Sadeghzade, R. Fatemi // 11-th International Radar Symposium (IRS 2010). Conference Proceedings (Vilnius,

Lithuania 16-18 June 2010). Vilnius: Geozondas LTD. – 2010. – Vol. 2. – P. 406-409.

82. Бузыкин, В.Т. Автодины. Области применения и перспективы развития / В.Т. Бузыкин, В.Я. Носков // Радиотехнические системы миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн. – Харьков: ИРЭ АН Украины, 1991. – С. 38-47.

83. Воторопин, С.Д. Применение автодинов на ММПГС в транспортной электронике при контроле тормозной системы / С.Д. Воторопин, В.П. Юрчаков // Электронная промышленность. – 2002. – № 1. – С. 140-143.

84. Бузыкин, В.Т. Перспективы развития горочной автоматики с применением автодинных скоростемеров и дальномеров / В.Т. Бузыкин, В.Я. Носков // Решение оптимизационных задач в АСУ технологическими процессами сортиров. станции. – М.: Транспорт, 1990. – С. 87-108.

85. Носков, В.Я. Автодинный измеритель параметров движения отцепов на сортировочной горке / В.Я. Носков // Применение радиоволн миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Сборник научных трудов. – Харьков: ИРЭ АН Украины, 1992. – С. 66-74.

86. Закарлюк, Н.М. Автодинные датчики для железнодорожных переездов / Н.М. Закарлюк, В.Я. Носков, С.М. Смольский // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2010. – С. 1072-1076.

87. Хабаров, А. Датчик движения / А. Хабаров // Радио. – 2001. – № 10. – С. 31-32.

88. Harman, R.K. Intrusion Detection Radar System / R.K. Harman // Патент США US6677887B2. Оpubл. 13.01.2004.

89. Лушев, В.П. Автодинные СВЧ датчики перемещения для измерения скорости горения высокоэнергетических композиционных материалов / В.П. Лушев, С.Д. Воторопин, Ю.Н. Дерябин // 15-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2005. – С. 831-833.

90. Овчаренко, Л.А. Анализ СВЧ автодинного измерительного преобразователя для контроля плёночных материалов электроники / Л.А. Овчаренко // Радиотехника (Харьков). – 1985. – № 73. – С. 126-131.

91. Юрченко, А.В. Установка для визуализации и определения мест расположений дефектов в солнечных элементах на основе автодинных датчиков 5-мм диапазона длин волн / А.В. Юрченко, С.Д. Воторопин, В.И. Юрченко // 8-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 1998. – С. 134.

92. Лапатин, Л.Г. Бесконтактные методы и аппаратура для измерения электрофизических параметров полупроводников / Л.Г. Лапатин, С.Д. Воторопин // 15-я

Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2005. – С. 791-792.

93. Носков, В.Я. Радиолокационный датчик для автономной системы управления грузовым парашютом / В.Я. Носков // Радиотехнические системы (навигации, связи), средства измерения и новые информационные технологии. Тез. докладов. – Красноярск, 1992. – Ч. 2. – С. 56-57.

94. Закарлюк, Н.М. Бортовые автодинные датчики скорости для аэробаллистических испытаний / Н.М. Закарлюк, В.Я. Носков, С.М. Смольский // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2010. – С. 1065-1068.

95. Усанов, Д.А. Сверхвысокочастотный автодинный измеритель параметров вибраций / Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль, А.Э. Постельга // Приборы и техника эксперимента. – 2004. – № 5. – С. 130-134.

96. Носков, В.Я. Автодинный тахометр 5-и миллиметрового диапазона волн / В.Я. Носков, С.Д. Воторопин, О.И. Зайцев // 5-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и спутниковые телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 1995. – С. 561-562.

97. Twerdochlib, M. Microwave system for monitoring turbine blade vibration / M. Twerdochlib, R.J. Beeson, D.E. Bateman, P.F. Rozelle, J.F. DeMartini // Патент США 5479826, G01N 29/00, filed 17.06.1994.

98. Данилин, А.И. Использование автодинных приёмо-передающих модулей на диодах Ганна для определения предаварийных деформаций лопаток турбомашин / А.И. Данилин, С.Д. Воторопин, А.Ж. Чернявский // 11-я Международная Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2001. – С. 654-656.

99. Грецов, А.А. Доплеровские преобразователи перемещений элементов вращающихся узлов турбоагрегатов: Диссертация на соискание ученой степени канд. тех. наук / А.А. Грецов. – Самара, СНИУ им. С.П. Королёва, 2016. – 147 с.

100. Мирсаитов, Ф.Н. Радиолокационный метод функциональной диагностики ротора газотурбинного авиадвигателя: Диссертация на соискание ученой степени канд. тех. наук / Ф.Н. Мирсаитов. – Екатеринбург, УрФУ, 2014. – 192 с.

101. Банников, В.С. ГДИ-автодинный метод исследования биообъектов / В.С. Банников, О.Ю. Веденский, Г.П. Ермак, О.Л. Колесник, В.П. Шестопалов // Докл. АН СССР. – 1990. – Т. 315, – № 3. – С. 733-737.

102. Постельга, А.Э. Полупроводниковые СВЧ-автодины с нагрузкой, изменяющейся в

широком диапазоне значений, и их использование в схемах СВЧ интерферометров: Диссертация на соискание ученой степени канд. физ.-мат. Наук / А.Э. Постельга. – Саратов: СГУ, 2006. – 109 с.

103. Берштейн, И.Л. Об одной схеме с автомодуляцией / И.Л. Берштейн // Радиотехника. – 1946. – Т. 1. – № 9. – С. 63-66.

104. Малыкин, Г.Б. У истоков автодинной тематики в СССР / Г.Б. Малыкин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Радиотехника. 2012. № 6. С. 20-24.

105. Техническая энциклопедия / Под ред. Л.К. Мартенса. М.: Акционерное общество «Советская энциклопедия», 1929. – Т. 1. – 504 с.

106. Носков, В.Я. Сто лет автодину: исторический очерк основных этапов и направлений развития автодинных систем / В.Я. Носков, С.М. Смольский // Радиотехника. – 2013. – № 8. – С. 91-101.

107. Арш, Э.И. Автогенераторные измерения / Э.И. Арш. – М.: Связь, 1980.–136 с.

108. Думеш, Б.С. Автодинный радиоспектрометр миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов / Б.С. Думеш, В.П. Костромин, Ф.С. Русин // Авт. свид. СССР SU1355915A1, публ.: 30.11.1987. БИ № 44.

109. Усанов, Д.А. Автодинный измеритель качества воды / Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Б.Н. Коротин, Ан.В. Скрипаль, В.Б. Феклистов // Патент РФ. RU2290629C1. Оpubл. 27.12.2006. БИ 36.

110. Фадеев, А.В. Ближнеполевая СВЧ-микроскопия и ее использование для определения характеристик элементов твердотельной СВЧ электроники: Диссертация на соискание ученой степени канд. физ.-мат. Наук / А.В. Фадеев. – Саратов: СГУ, 2014. – 106 с.

111. Носков, В.Я. Автодины на полупроводниковых приборах СВЧ и их применение: Диссертация в виде научного доклада на соискание учёной степени доктора технических наук / В.Я. Носков. – М.: МГТУ ГА, 1995. – 76 с.

112. Ланда, П.С. Автоколебания в системе с конечным числом степеней свободы / П.С. Ланда. – М.: Наука, 1980. –360 с.

113. Андреев, В.С. Теория нелинейных электрических цепей / В.С. Андреев. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с.

114. Голант, М.Б. Генераторы СВЧ малой мощности. Вопросы оптимизации параметров / М.Б. Голант, Ю.Л. Бобровский: под ред. Г.Д.Девяткова. – М.: Сов. радио, 1977 – 336с.

115. Лебедев, И.В. Техника и приборы СВЧ. Электрорадиотехнические приборы СВЧ / И.В. Лебедев. – М.: Высшая школа, 1972. – Т.2. – 376 с.

116. Kurokawa, K. Injection Locking of Microwave Solid-State Oscillators / K. Kurokawa //

Proceedings of the IEEE. – 1973. – Vol. 61. – № 10. – P. 1386-1410.

117. Lasarus, M.J. Directional Harmonics in Doppler Effect / M.J. Lasarus, M.G. Somekh, S. Novak, F.R. Pantoja // Electron. Letters. – 1981. – Vol. 17. – No. 2. – P.94-96.

118. Lazarus, M.J. Sensitivity to Direction of Motion of a Self-Oscillating-Mixer Doppler Radar / M.J. Lazarus, D. Phil, F.R. Pantoja, etc. // IEE Proceedings. – 1982. – Vol. 129. – No. 4. – P. 233-240.

119. Nagano, S. Behavior of Gunn Diode Oscillator with a Moving Reflector as a Self-Excited Mixer and a Load Variation Detector / S. Nagano, Y. Akaiwa // IEEE Transactions on Microwave Theory Technique. – 1971. – Vol. MTT-19, – № 12. – P. 906-910.

120. Takayama, Y. Doppler signal detection with negative resistance diode oscillators / Y. Takayama // IEEE Transactions on Microwave Theory Technique. – 1973. – Vol. MTT-21, – № 2. – P. 89-94.

121. Kotani, M. Load-Variation Detector Characteristics of a Detector-Diode Loaded Gunn Oscillator / M. Kotani, S. Mitsui, K. Shirahata // Electronics and Communications in Japan. – 1975. – Vol. 58-B, – № 5. – P. 60-66.

122. Туманов, Б.Н. Особенности автоколебаний в автодинных генераторах СВЧ / Б.Н. Туманов, В.Т. Бузыкин // Электронная техника. Сер 1. Электроника СВЧ. – 1983. – № 2. – С. 3-9.

123. Лебедев, И.В. Техника и приборы СВЧ / И.В. Лебедев. – М.: Высшая школа, 1970. –Т. 1. – 440 с.

124. Кузнецов, О.В. Нагрузочно-шумовые характеристики автодина на ЛПД / О.В. Кузнецов, И.А. Струков // Радиотехника. – 1980. – Т. 35. – № 8. С. – 56-58.

125. Хотунцев, Ю.Л. Доплеровские автодины на полупроводниковых приборах (обзор) / Ю.Л. Хотунцев // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1979. – Т. 22. – № 10. – С.44-54.

126. Зубов, П.Т. Спектр колебаний в доплеровских автодинах / П.Т. Зубов, Ю.Л. Хотунцев // Радиотехника и электроника. – 1984. – Т.29. – № 1. – С. 69-74.

127. Фомин, Н.Н. Радиотехнические устройства СВЧ на синхронизированных генераторах / Н.Н. Фомин, В.С. Андреев, Э.С. Воробейчиков и др.: под ред. Н.Н. Фомина. – М.: Радио и связь, 1991. – 192 с.

128. Ширман, Я.Д. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.

129. Фрайд. РЛС непрерывного излучения с частотной модуляцией для одновременного измерения трех составляющих скорости и высоты / Фрайд // Зарубежная радиоэлектроника. – 1964. – № 11. – С. 3-25.

130. Супряга, Н.П. Радиолокационные средства непрерывного излучения / Н.П.

Супряга. – М.: Воениздат, 1974. – 182с.

131. Финк, Л.М. Сигналы, помехи, ошибки ... Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи / Л.М. Финк. – М.: Радио и связь, 1984. – С.30-31.

132. Кантор, А.В. Аппаратура и методы измерений при испытаниях ракет / А.В. Кантор. – М.: Оборонгиз, 1963, – 385с.

133. Носков, В.Я. Автодинная система для определения скорости изделий с траекторией вблизи поверхности земли / В.Я. Носков // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2014. – С. 1031-1032.

134. Воторопин, С.Д. О принципиальной невозможности самосинхронизации автодина излучением, отражённым от движущегося объекта / С.Д. Воторопин, Н.М. Закарлюк, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Известия вузов. Физика. – 2007. – Т. 50. – № 9. – С. 53-59.

135. Лысенко, В.Г. Моделирование процессов в автоколебательной системе, находящейся под действием отраженного запаздывающего сигнала / В.Г. Лысенко, А.Р. Милославский // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1978. – Т.21. – № 11. – С. 137-139.

136. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы. Теория и применение / Ч. Кук, М. Бернфельд: пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.

137. Веницкий, А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн / А.С. Веницкий. – М.: Советское радио. 1961. – 495 с.

138. Каннингхэм, В. Введение в теорию нелинейных систем / В. Каннингхэм: пер. с англ. Е.Б. Пастернака. – М-Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 456 с.

139. Солодов, А.В. Системы с переменным запаздыванием / А.В. Солодов, Е.А. Солодова. – М.: Наука, 1980. – 384 с.

140. Носков, В.Я. Исследование одночастотных и полигармонических автодинов на полупроводниковых СВЧ диодах: Диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук / В.Я. Носков. – М.: МГПИ им. Ленина, 1984. – 186 с.

141. Носков, В.Я. Анализ автодинного эффекта в СВЧ генераторах с цепью автосмещения первого порядка / В.Я. Носков // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. – 1992. – № 6. – С. 24-30.

142. Носков, В.Я. Анализ проблем использования автодинов в радиоволновых датчиках контроля технологических процессов / В.Я. Носков // Радиотехнические системы миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов: Сборник научных трудов. – Харьков: ИРЭ АН Украины, 1991. – С. 48-56.

143. Воторопин, С.Д. Анализ автодинного эффекта радиоимпульсного генератора / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Известия вузов. Физика. – 2008. – Т. 51. – №3. – С.64-

70.

144. Воторопин, С.Д. Анализ автодинного эффекта радиоимпульсного генератора с частотной модуляцией / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Известия вузов. Физика. – 2008. – Т. 51. – № 7. – С. 80-89.

145. Носков, В.Я. Связь нелинейных искажений сигналов и процесса установления автодинного отклика СВЧ генераторов / В.Я. Носков, С.М. Смольский // Радиотехника. – 2010. – № 1. – С. 55-66.

146. Туманов, Б.Н. Фазовые портреты и особенности автоколебаний автодина на диоде Ганна / Б.Н. Туманов, Н.М. Закарлюк // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1985. – № 10. – С. 6-13.

147. Носков, В.Я. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ (Обзор) / В.Я. Носков, С.М. Смольский // Техника и приборы СВЧ. – 2009. – № 1. – С. 14-26.

148. Бузыкин, В.Т. Автодинные характеристики СВЧ генераторов на полупроводниковых диодах / В.Т. Бузыкин, В.Я. Носков // Электронная техника. Серия. СВЧ-техника. – 1992. – № 7. – С. 9-14.

149. Magarhack, J.M. Radar a effect Doppler a diodes a effect Gunn Патент Франции / J.M. Magarhack // Патент Франции FR2033434, заявл. 24.02.1969.

150. Gupta, R.R. Homodyne Doppler radar with increased target sensitivity // R.R. Gupta // Патент США US3852743, приор. 18.09.1970.

151. Воторопин, С.Д. Приёмопередающие модули на слаботочных диодах Ганна для автодинных систем / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. – 1993. – № 4. – С. 70-72.

152. Воторопин, С.Д. Расчёт и создание гибридно-интегральных схем миллиметрового диапазона длин волн на многомезовых диодах Ганна: диссертация канд. физ.-мат. наук / С.Д. Воторопин. – Томск: Томский госуниверситет, 2002. – 243 с.

153. Воторопин, С.Д. Гибридно-интегральные автодинные датчики на мезапланарных диодах Ганна для систем ближней радиолокации / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, В.А. Ча // 17-я Международная Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2007. – С. 741-743.

154. Utagawa, H. Microwave/Millimeter Wave Sensors / H. Utagawa // Патент США US8212718, опубл. 03.07.2012.

155. Nagasaki, T. Radar Sensor / T. Nagasaki, H. Kondoh, H. Shinoda // Патент США US7154432, опубл. 26.12.2006.

156. Kelly, M.J. HBT Active Antenna as a Self-Oscillating Doppler Sensor / M.J. Kelly, V.F. Fusco, J.A.C. Stewart, S. Sancheti, S. Drew // *IEEE Proceedings – Microwave, Antennas and Propagation*. – 2000. – Vol. 147. – No. 1. – P. 43-47.
157. Montiel, C.M. A Novel Active Antenna with Self-Mixing and Wideband Varactor-Tuning Capabilities Forcommunication and Vehicle Identification Applications / C.M. Montiel, L. Fan, K. Chang // *IEEE Transactions on Microwave Theory Technique*. – 1996. – Vol. MTT-44. – № 12. – P. 2421-2430.
158. Partain, L.D. Absolute Load Detection with Microwave Gunn Oscillators / L.D. Partain, W.A. Cook, H.-F. Huang, L.C. Goodrich // *IEEE Transactions on Microwave Theory Technique*. – 1976. – Vol. MTT-24. – № 10. – P. 656-660.
159. Царапкин, Д.П. Методы генерирования СВЧ колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Д.П. Царапкин. – М.: МЭИ (ТУ), 2004. – 413 с.
160. Воторопин, С.Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 3. Функциональные особенности автодинов / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // *Успехи современной радиоэлектроники*. – 2007. – № 11. – С. 25-49.
161. Usanov, D.A. Reconstruction of Complicated Movement of Part of the Human Body Using Radio Wave Autodyne Signal / D.A. Usanov, A.E. Postelga // *Biomedical Engineering*. – 2011. – Vol. 45. – No. 1. – P. 6-8.
162. Бузыкин, В.Т. Автодинный радиолокатор / В.Т. Бузыкин, С.Д. Воторопин, В.Я. Носков // *Авт. свидет. СССР SU1775696*, опубл. БИ № 42-92.
163. Воторопин, С.Д. Автодинный радиолокатор с определением направления движения отражающих объектов / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков // *16-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*. – Севастополь: Вебер, 2006. – С. 888-890.
164. Roskoni, U. Method and apparatus for measuring a vehicle's own speed by the Doppler radar principle / U. Roskoni // *Патент США US4980633*, приор. 25.12.1990.
165. Бузыкин, В.Т. Радиолокационный измеритель параметров движения на базе двухдиодного автодина / В.Т. Бузыкин, В.А. Веснин, Ю.Л. Красильников, В.Я. Носков // *Радиолокационные методы в научных исследованиях, народном хозяйстве и медицине. Тезисы докладов*. – Каменск Уральский: УПКБ «Деталь», – 1989. – С. 97-99.
166. Носков, В.Я. Двухдиодный автодинный приёмопередатчик / В.Я. Носков // *Приборы и техника эксперимента*. – 2015. – № 4. – С. 65-70.

167. Носков, В.Я. Основные свойства двухдиодных автодинов и их применение / В.Я. Носков, С.М. Смольский // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2010. – С. 1051-1054.
168. Терещенко, А.Ф. Воздействие отражённого сигнала на синхронизированный клистронный генератор / А.Ф. Терещенко // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. – 1966. – № 2. – С. 67-78.
169. Артеменков, С.Л. Автодинные свойства синхронизированных транзисторных автогенераторов / С.Л. Артеменков, С.М. Смольский // Методы и устройства формирования и обработки радиосигналов. – М.: Труды МЭИ, 1982. – Вып. 579. – С. 81-86.
170. Артеменков, С.Л. Стабилизация частоты транзисторных автодинов дополнительным синхросигналом / С.Л. Артеменков, С.М. Смольский // Современные проблемы стабилизации частоты. – М.: Труды МЭИ, 1983. – Вып. 8. – С. 30-35.
171. Борзов, А.Б. Вопросы техники и технологии бортовых неконтактных датчиков цели миллиметрового диапазона волн / А.Б. Борзов, К.П. Лихоеденко, В.Б. Сучков // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Машиностроение. – 2010. – № 5. – С. 160-171.
172. Борзов, А.Б. Пути развития систем ближней радиолокации миллиметрового диапазона волн / А.Б. Борзов, К.П. Лихоеденко, И.В. Муратов, Г.Л. Павлов, В.Б. Сучков // Всерос. конф. «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 2009. – С. 292-302.
173. Варавин, А.В. Автодинный приёмо-передающий модуль на диоде Ганна с внутренним детектированием сигнала для радиолокационного датчика с линейной модуляцией частоты / А.В. Варавин, А.С. Васильев, Г.П. Ермак, И.В. Попов // Радиофизика и электроника. – Харьков. – 2008. – Т. 13. – № 3. – С. 546-551.
174. Закарлюк, Н.М. Автодинные датчики для железнодорожных переездов / Н.М. Закарлюк, В.Я. Носков, С.М. Смольский // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2010. – С. 1072-1076.
175. Закарлюк, Н.М. Принцип действия и основные возможности автодинного радиоимпульсного дальномера / Н.М. Закарлюк, В.Я. Носков // Радиовысотометрия-2010: Сб. трудов III ВНТК: Под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2010. – С. 134-138.
176. Воторопин, С.Д. Анализ автодинного эффекта радиоимпульсного генератора / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Известия вузов. Физика. – 2008. – Т. 51. – № 3. – С. 64-70.
177. Носков, В.Я. Динамические особенности автодинного отклика СВЧ генератора / В.Я. Носков // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1992. – Т. 35. – № 9. – С. 9-16.

178. Алахов, Е.К. Теоретическое исследование изменения постоянной составляющей тока резонатора в отражательных клистродах / Е.К. Алахов // Вопросы радиоэлектроники. Серия 10. Техника радиосвязи. – 1961. – № 3. – С. 22-31.
179. Терещенко, А.Ф. О воздействии отражённого сигнала на магнетронный генератор / А.Ф. Терещенко // Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая. – 1965. – № 1. – С. 139-148.
180. Терещенко, А.Ф. О детекторной характеристике автодина-клистрода / А.Ф. Терещенко // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1967. – №3. – С. 153-155.
181. Пирогов, Ю.А. О механизме детектирования СВЧ-сигналов с помощью отражательных клистронов / Ю.А. Пирогов // Вестник Моск. ун-та. Физика. Астрономия. – 1971. – Т. 12. – №6. – С. 661-667.
182. Лебедев, Р.В. Автодинное детектирование на отражательном клистроне с регистрацией отклика в цепи отражателя / Р.В. Лебедев, Ю.А. Пирогов // Вестник Моск. ун-та. Физика. Астрономия. – 1980. – Т. 21. – № 6. – С. 75-77.
183. Терещенко, А.Ф. Чувствительность автодинного генератора на лавинно-пролётном диоде / А.Ф. Терещенко // Радиотехника. – 1978. – Т. 33. – № 2. – С. 108–109.
184. Bestwick, P.R. Direct frequency demodulation with CW Gunn and IMPATT oscillators / P.R. Bestwick, P.S. Drinan, G.S. Hobson, et. al. // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1973. – Vol. SC-8. – No. 1. – P. 37-43.
185. Hobson, G.S. Direct frequency demodulation with frequency-locked Gunn oscillators / G.S. Hobson, M. Thomas // Electronics Letters. – 1971. – Vol. 7. – № 3. – P. 67-68.
186. Малышев, В.А. Об использовании синхронизированных твердотельных генераторов СВЧ для демодуляции частотно-модулированных сигналов / В.А. Малышев, В.В. Роздобудько // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1978. – № 4. – С. 58-63.
187. Gupta, M-S. Noise Consideration in Self-Mixing IMPATT-Diode Oscillators for Short-Range Doppler Radar Applications / M-S. Gupta, R.J. Lomax, G.I. Haddad // IEEE Transactions of Microwave Theory and Technique. – 1974. – Vol. 22. – No. 1. – P. 37-43.
188. Nygren, T. Sensitivity of Doppler Radar with Self-Detecting Diode Oscillators / T. Nygren, A. Sjolund // IEEE Transactions of Microwave Theory and Technique. – 1974. – Vol. 22. – No. 5. – P. 494-498.
189. Кузнецов, О.В. Исследование автодина на лавинно-пролётном диоде / О.В. Кузнецов // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. – 1979. – № 7. – С. 52-57.
190. Дубинин, В.С. Потенциальные энергетические возможности автодинных генераторов / В.С. Дубинин, А.Ф. Терещенко // Электроника СВЧ. Твердотельная электроника

СВЧ.: Тезисы докладов. Минск, 1983. – Т.2. – С. 111-112.

191. Терещенко, А.Ф. Инженерный метод расчёта энергетических характеристик автодинов / А.Ф. Терещенко // Радиотехника. – 1986. – № 9. – С. 93-94.

192. Носков, В.Я. Амплитудно-частотные характеристики автодинных СВЧ генераторов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. – 2011. – № 4 (511). – С. 17-31.

193. Носков, В.Я. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Радиотехника. – 2012. – № 6. – С. 24-42.

194. Носков, В.Я. Экспериментальные исследования автодинных модулей на мезопланарных диодах Ганна КВЧ диапазона / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. – 2012. – № 2 (513). – С. 17-36.

195. Носков, В.Я. Влияние внутренних параметров автодинных СВЧ-генераторов на их динамические характеристики / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. – 2012. – № 3 (514). – С. 23-40.

196. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Dynamics of autodyne response formation in microwave generators // *Radioelectronics and Communications Systems*, 2013, vol. 56, no. 5, p. 227–242. DOI: 10.3103/S0735272713050026. (перевод Носков В.Я., Игнатков К.А. Динамика формирования автодинного отклика СВЧ генераторов // *Известия вузов. Радиоэлектроника*. 2013. Т. 56, № 5. С. 21–41. DOI: <https://doi.org/10.20535/S0021347013050026>.);

197. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Dynamic features of autodyne signals // *Russian Physics Journal*, 2013, vol. 56, no. 4, p. 420–428. DOI: 10.1007/s11182-013-0051-3. (перевод Носков В.Я., Игнатков К.А. Динамические особенности автодинных сигналов // *Известия вузов. Физика*. 2013. Т. 56, № 4. С. 56–64.);

198. Носков, В.Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 7. Динамика формирования автодинных и модуляционных характеристик / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // *Успехи современной радиоэлектроники*. – 2013. – № 6. – С. 3-52.

199. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Peculiarities of Noise Characteristics of Autodynes under Strong External Feedback // *Russian Physics Journal*, 2013, vol. 56, no. 12, p. 1445–1460. DOI: 10.1007/s11182-014-0198-6 (перевод Носков В.Я., Игнатков К.А. Особенности шумовых характеристик автодинов при сильной внешней обратной связи // *Известия вузов. Физика*. 2013. Т. 56, № 12. С. 112–124.);

200. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. About applicability of quasi-static method of autodyne

systems analysis // *Radioelectronics and Communications Systems*. – 2014. – V. 57, № 3. – P. 139–148. DOI: 10.3103/S0735272714030054. (перевод Носков В.Я., Игнатков К.А. О применимости квазистатического метода анализа автодинных систем // *Известия вузов. Радиоэлектроника*. – 2014. – Т. 57, № 3 – С. 44–56.);

201. Игнатков, К.А. Особенности автодинов миллиметрового диапазона / К.А. Игнатков // *Вестник Самарского университета. Аэрокосмическая техника, технологии и машиностроение*. – 2016. – Т. 15. – № 3. – С. 189-196.

202. Носков, В.Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 10. Основы анализа и расчёта параметров автодинов с учётом шумов / В.Я. Носков, С.М. Смольский, К.А. Игнатков, Д.Я. Мишин, А.П. Чупахин // *Успехи современной радиоэлектроники*. – 2018. – № 3. – С. 18-52.

203. Noskov, V.Ya., Ignatkov K.A. Dynamic Autodyne and Modulation Characteristics of Microwave Oscillators / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov // *Telecommunication and Radio Engineering*. – 2013. – Vol. – 72. – No. 10. – P. 919-934.

204. Noskov, V.Ya. Autodyne Signals in Case of Random Delay Time of the Reflected Radiation / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov // *Telecommunication and Radio Engineering*. – 2013. – Vol. 72. – No. 16. – P. 1521-1536.

205. Noskov, V.Ya. Parameters' Calculation of Autodyne Sensors Taking into Account the Noise of the Power Source / V.Ya. Noskov, A.S. Vasiliev, G.P. Ermak, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin // *Telecommunication and Radio Engineering*. – 2016. – Vol. 75. – No. 5. – P. 441-454.

206. Noskov, V.Ya. Output, Signal and Noise Parameters of Autodynes with a Rigid Conductance Characteristic of an Active Element / V.Ya. Noskov, A.S. Vasiliev, G.P. Ermak, K.A. Ignatkov, D.Ya. Mishin, S.M. Smolskiy, A.P. Chupahin // *Telecommunication and Radio Engineering*. – 2016. – Vol. 75. – No. 20. – P. 1857-1873.

207. Noskov, V.Ya. Determination of Autodyne Oscillator Parameters by the Beating Method / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, S.M. Smolskiy // *Telecommunication Sciences*. – 2012. – Vol. 3. – No. 1. – P. 35-45.

208. Noskov, V.Ya. Modulation Characteristics of Microwave Autodyne Oscillators / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, S.M. Smolskiy // *Telecommunication Sciences*. – 2012. – Vol. 3. – No. 2. – P. 44-52.

209. Noskov, V.Ya. Signal and Noise Parameters of Autodynes with the Soft Impedance Characteristic of the Active Element (review) / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, D.Ya. Mishin, S.M. Smolskiy A.P. Chupahin // *Infocommunications and Radio Technologies*. – 2018. – Vol. 1. – No. 1. – P. 29-47.

210. Носков, В.Я. Модель автодинного СВЧ генератора для определения его динамических свойств / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – С. 881-882.

211. Носков, В.Я. Динамические автодинные характеристики СВЧ генераторов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – С. 883-884.

212. Носков, В.Я. Особенности формирования автодинного отклика при «быстром» движении отражателя / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – С. 885-886.

213. Носков, В.Я. Характеристики СВЧ генераторов при модуляции коэффициента отражения / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – С. 887-888.

214. Носков, В.Я. Характеристики СВЧ генераторов при модуляции по цепи питания / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – С. 889-890.

215. Носков, В.Я. Экспериментальные исследования автодинных и модуляционных характеристик СВЧ генераторов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – С. 891-892.

216. Носков, В.Я., Игнатков К.А. Квазистатический метод анализа внутрдинамических характеристик автодинных систем / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 23-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). – Севастополь: Вебер, 2013. – С. 1030-1033.

217. Носков, В.Я. Особенности внешнединамических характеристик автодинных систем / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 23-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). – Севастополь: Вебер, 2013. – С. 1034-1037.

218. Носков, В.Я. Расчёт автодинных характеристик с учётом внутренней и внешней инерционностей / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 23-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). – Севастополь: Вебер, 2013. – С. 1038-1040.

219. Носков, В.Я. Экспериментальные исследования динамики формирования сигналов радиоимпульсных автодинных СВЧ генераторов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 23-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). Севастополь: Вебер, 2013. – С. 1053-1055.
220. Ermak, G.P. Influence of the Autodyne Oscillator Coupling Degree with an Antenna Upon its Transfer and Noise Characteristics / G.P. Ermak, A.S. Vasiliev, V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, S.M. Smolskiy // XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). Kyiv, Ukraine, 2017. – P. 348-353.
221. Noskov, V.Ya. Diffraction Influence of Reflected Emission from the Radar Object upon Autodyne Radar Signal Formation / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, S.M. Smolskiy, V.V. Shtykov. Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Gelendzhik, Russia, 2017, EMWS-3-6. – P. 209-212.
222. Игнатков, К.А. Исследования сигналов автодинного радиолокатора с применением платформы сбора данных cDAQ-9172 в среде программирования LabView / К.А. Игнатков, В.Я. Носков, О.А. Черных // Девятая международная научно-практическая конференция «Образовательные, научные и инженерные приложения в среде LabVIEW и технологии National Instruments-2010». – Москва: Российский университет «Дружбы Народов», 2010. – С. 480-482.
223. Носков, В.Я. О влиянии неизодромности СВЧ генераторов на их автодинные характеристики / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // XVII МНТК «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2008). Воронеж, 2011. – Т. 2. – С. 1595-1607.
224. Носков, В.Я. Основные уравнения для исследования переходных процессов в автодинном генераторе и анализ его устойчивости / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Физика и технические приложения волновых процессов: тр. XI Международной науч.-техн. конф. – Екатеринбург: Изд-во Уральского ун-та, 2012. – С. 119-121.
225. Носков, В.Я., Игнатков К.А. Алгоритм расчёта переходных процессов в автодинных генераторах / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Физика и технические приложения волновых процессов: тр. XI Международной науч.-техн. конф. – Екатеринбург: Изд-во Уральского ун-та, 2012. – С. 122-124.
226. Носков, В.Я. Расчёт и анализ переходных процессов в автодинном генераторе / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, // Физика и технические приложения волновых процессов: тр. XI Международной науч.-техн. конф. – Екатеринбург: Изд-во Уральского ун-та, 2012. – С. 125-126.
227. Носков, В.Я. Динамика установления автодинных характеристик радиоимпульсного генератора / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Физика и технические приложения волновых процессов: тр. XI Международной науч.-техн. конф. – Екатеринбург: Изд-во

Уральского ун-та, 2012. – С. 127-129.

228. Носков, В.Я. О причинах хаотизации автодинных сигналов в СВЧ генераторах / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Физика и технические приложения волновых процессов: тр. XI Международной науч.-техн. конф. – Екатеринбург: Изд-во Уральского ун-та, 2012. – С. 130-132.

229. Игнатков, К.А. Особенности автодинных и шумовых характеристик генераторов миллиметрового диапазона / К.А. Игнатков // В сб.: Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. Материалы Всеросс. научно-технической конференции. Самарский государственный аэрокосмический университет; под. ред. А.И. Данилина. – 2015. – С. 32-35.

230. Носков, В.Я. Зависимость автодинных характеристик от режима работы генератора / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский, А.П. Чухахин // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). – Севастополь: Вебер, 2015. – С. 992-994.

231. Носков, В.Я. Проблемы анализа сигналов и шумов в автодинных системах непрерывного излучения / В.Я. Носков, С.М. Смольский, К.А. Игнатков // Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами: Сборник статей пятой Всероссийской научной школы-семинара / под ред. проф. Д.А. Усанова. Саратов: Изд-во «Саратовский источник», 2018. – С. 119-123. (Пленарный доклад).

232. Носков, В.Я. Проблемы анализа сигналов в автодинных системах с импульсной модуляцией излучения / В.Я. Носков, С.М. Смольский, К.А. Игнатков // 28-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). – Москва; Минск; Севастополь, 2018. – Т. 6. – С. 1409-1415.

233. Носков, В.Я. Автодинный отклик микроволнового генератора от движущегося диска в ближней зоне антенны / В.Я. Носков, С.М. Смольский, В.В. Штыков, К.А. Игнатков // 28-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). – Москва; Минск; Севастополь, 2018. – Т. 6. – С. 1416-1420.

234. Игнатков, К.А. Исследование гибридно-интегральных автодинных модулей миллиметрового диапазона: Диссертация на соискание ученой степени канд. техн. наук / К.А. Игнатков. – Екатеринбург: УрФУ, 2014. – 168 с.

235. Голант, М.Б. Генераторы СВЧ малой мощности: Вопросы оптимизации параметров / М.Б. Голант, Ю.Л. Бобровский: под ред. Н.А. Девяткова. – М.: Советское радио, 1977. – 336 с.

236. Махаринский, С.В. Метод эквивалентной добротности для исследований многоконтурных автоколебательных систем / С.В. Махаринский, И.И. Минакова // Известия вузов. Радиофизика. – 1973. – Т. 16. – № 6. – С. 903-908.

237. Бычков, С.И. Вопросы теории и практического применения приборов магнетронного типа / С.И. Бычков. – М.: Советское радио, 1967. – 216 с.
238. Андреев, В.С. Генераторы гармонических колебаний на туннельных диодах / В.С. Андреев, В.И. Попов, А.Я. Федоров, Н.Н. Фомин: под ред. В.С. Андреева. – М.: Энергия, 1972. – 216 с.
239. Малахов, А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах / А.Н. Малахов. – М.: Наука, 1968. – 660 с.
240. Стрюков, Б.А. Об информативных свойствах автодинного измерителя скорости / Б.А. Стрюков, Ю.М. Зверев // Радиотехника. – 1977. – № 1. – С. 65-69.
241. Дамгов, В.Н. Стохастические автоколебания в генераторе с дополнительной запаздывающей обратной связью / В.Н. Дамгов, П.С. Ланда, С.М. Перминов, Г.Г. Шаталова // Радиотехника и электроника. – 1986. – № 4. – С. 730-733.
242. Носков, В.Я. Роль вариаций нагрузки в формировании автодинного отклика СВЧ генераторов при сильном отражённом сигнале / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Радиотехнические тетради. – М.: МЭИ-ТУ, 2011. – № 46. – С. 33-36.
243. Носков, В.Я. Характеристики одноконтурных СВЧ генераторов при сильном отражённом сигнале / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Радиотехнические тетради. – М.: МЭИ-ТУ, 2011. – № 46. – С. 37-41.
244. Kulik, V.V. Autodyne effect in weak-resonant BWO with chaotic dynamics / V.V. Kulik, K.A. Lukin, V.A. Rakitynsky // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. – 1998. Vol. – 19. – № 3. – P. 427-440.
245. Мельниченко, В.С. Матричное описание многоканального радиоинтерферометра / В.С. Мельниченко, В.В. Штыков // Радиотехника. – 2013. – № 10. – С. 8-13.
246. Noskov V.Ya., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Fluctuation Features of Autodyne Radar with Frequency Modulation // Radioelectronics and Communications Systems, 2017, vol. 60, no. 3, pp. 123–131. DOI: 10.20535/S0021347017030049. (перевод Носков В.Я., Васильев А.С., Ермак Г.П., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Флуктуационные характеристики автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2017. – Т. 60, № 3 – С. 154–165. DOI: 10.20535/S0021347017030049.); (Scopus) 0,75 п.л./0,15 п.л.
247. Noskov, V.Ya. Peculiarities of signal formation of the autodyne short-range radar with linear frequency modulation / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, A.V. Vasiliev, G.P. Ermak, S.M. Smolskiy // Visn. NTUU KPI, Ser. Radioteh. radioaparaturbuduv. – 2019. – № 67. – P. 50-57.
248. Noskov, V.Ya. Signals of Autodyne Radars with Frequency Modulation According to Symmetric Saw-Tooth Law / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, A.S. Vasiliev, G.P. Ermak,

S.M. Smolskiy // *Telecommunication and Radio Engineering*. – 2016. – Vol. 75. – № 17. – P. 1551-1566.

249. Noskov, V.Ya. Signals of Autodyne Sensors with Sinusoidal Frequency Modulation / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, A.S. Vasiliev, G.P. Ermak, S.M. Smolskiy // *Radioengineering*. – 2017. – Vol. 26. – № 4. – P. 1182-1190.

250. Noskov, V.Ya. Signals Features from Distributed Targets of Autodyne SRR with Simultaneous Pulse Amplitude and Linear Frequency Modulations / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, A.S. Vasiliev, A.V. Fateev, S.M. Smolskiy // *Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. radioaparatabuduv.* – 2017. – № 71. – P. 28-35.

251. Носков, В.Я. Анализ сигналов от движущегося объекта автодинных локаторов с линейными видами модуляции частоты / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // *Уральский радиотехнический журнал*. – 2017. – Т. 1. – № 1. – С. 25-54.

252. Noskov, V.Ya. Mathematical Model of FM Autodyne Radar / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, G.P. Ermak, A.S. Vasiliev // *9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (MSMW'16)*. Kharkov, Ukraine, 2016. – A-25. – P. 1-4.

253. Noskov, V.Ya. Main Expressions for Analysis of Signals and Noise of Autodyne FM Radar / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, G.P. Ermak, A.S. Vasiliev // *9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*. Kharkov, Ukraine, 2016. – A-9. – P. 1-4.

254. Noskov, V.Ya. Peculiarities of Signal and Noise Characteristics of FMCW Autodyne Radar / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, G.P. Ermak, A.S. Vasiliev // *9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*. Kharkov, Ukraine, 2016. – A-10. – P. 1-4.

255. Noskov, V.Ya. The Experimental Studies of the 8-mm Gunn Diode Autodynes / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, G.P. Ermak, A.V. Fateev, A.V. Varavin // *9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*. Kharkov, Ukraine, 2016. – E-8. – P. 1-2.

256. Kryzhanovskiy, V.S. Signals From a Moving Object of Autodyne Radars with Linear Frequency Modulation / V.S. Kryzhanovskiy, G.P. Ermak, A.S. Vasiliev, A.V. Varavin, V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, S.M. Smolskiy // *IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS)*. Kyiv, Ukraine, 2017. – P. 93–98.

257. Ermak, G.P. Moving object signal peculiarities of an autodyne radar with symmetric sawtooth FM law / G.P. Ermak, A.S. Vasiliev, V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov // *International Conference on*

Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). Odesa, Ukraine, 2017. – P. 1-4.

258. Ignatkov, K.A. Signals from a moving object of autodyne radars with linear frequency modulation / K.A. Ignatkov, V.Ya. Noskov, A.P. Chupahin, A.S. Vasiliev, G.P. Ermak, S.M. Smolskiy // CEUR Workshop Proceedings (CEUR-WS.org). Proceedings of the 3rd International Young Scientists Conference on Information Technologies, Telecommunications and Control Systems 2016 (ITTCS 2016), Ural Federal University, Institute of Social and Political Sciences, Yekaterinburg, Russia, 2016. – Vol-1909. – P. 61-73. Published on CEUR-WS: 29-Aug-2017. <http://ceur-ws.org/Vol-1909/paper10.pdf>

259. Игнатков, К.А. Математическая модель для анализа сигналов автодинной СБРЛ с ЧМ миллиметрового диапазона длин волн / К.А. Игнатков, Д.Я. Мишин, А.П. Чупахин // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2016»: материалы 12-й Междунар. молодежной науч.-техн. конф. – Севастополь: СевНТУ, 2016. – С. 96.

260. Игнатков, К.А. Анализ сигналов автодинной СБРЛ с ЛЧМ миллиметрового диапазона длин волн / К.А. Игнатков, Д.Я. Мишин // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2016»: материалы 12-й Междунар. молодежной науч.-техн. конф. – Севастополь: СевНТУ, 2016. – С. 97.

261. Игнатков, К.А. Особенности сигналов автодинных СБРЛ с симметричным пилообразным законом ЧМ / К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2016»: материалы 12-й Междунар. молодежной науч.-техн. конф. – Севастополь: СевНТУ, 2016. – С. 98.

262. Игнатков, К.А. Сигналы автодинного радиолокатора с частотной модуляцией миллиметрового диапазона длин волн / К.А. Игнатков, А.С. Васильев // 26-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). – Москва; Минск; Севастополь, 2016. – Т. 10. – С. 2139-2145.

263. Касаткин, Л.В. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн / Л.В. Касаткин, В.Е. Чайка – Севастополь: Вебер. 2006. – 319 с.

264. Воторопин, С.Д. Особенности сигнала автодинного радиолокатора с линейной частотной модуляцией / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Радиовысотометрия-2007: Сб. трудов II ВНТК: под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: ИД «Третья столица», 2007. – С. 262-267.

265. Воторопин, С.Д. Анализ автодинного эффекта генераторов с линейной частотной модуляцией / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Известия вузов. Физика. – 2008. – Т. 51. – № 6. – С. 54-60.

266. Латхи, Б.П. Системы передачи информации / Б.П. Латхи. – М.: Связь, 1971. – 324 с.
267. Jefford, P.A. Modulation Schemes in Low-Cost Microwave Field Sensor / P.A. Jefford, M.S. Howes // IEEE Transactions on Microwave Theory Technique. – 1985. – Vol. MTT-31. – No. 8. – P. 613-624.
268. Varavin, A.V. Autodyne Gunn-Diode Transceiver with Internal Signal Detection for Short-Range Linear FM Radar Sensor / A.V. Varavin, A.S. Vasiliev, G.P. Ermak, I.V. Popov // Telecommunication and Radio Engineering. – 2010. – Vol. 69. – No. 5. – P. 451-458.
269. Носков, В.Я. Влияние расстройки резонатора на автодинные характеристики стабилизированных СВЧ генераторов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2011. – Т. 54. – № 11. – С. 45-60.
270. Носков, В.Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 8. Автодины со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2013. – № 12. – С. 3-42.
271. 9. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Noise Characteristics of Autodynes with Frequency Stabilization by Means of an External High-Q Cavity // Journal of Communications Technology and Electronics (Radiotekhnika i Elektronika). 2016. V. 61. № 9. P. 1052–1063. DOI: 10.1134/S1064226916090102. (перевод Носков В.Я., Игнатков К.А. Шумовые характеристики автодинов со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 9. С. 905–918. DOI: 10.7868/S0033849416090102.);
272. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Chupahin A.P. Autodyne Effect of the System Involving Two Mutually Synchronized Oscillators under Strong Coupling // Journal of Communications Technology and Electronics (Radiotekhnika i Elektronika), 2018, vol. 63, no. 2, pp. 180–188. DOI: 10.1134/S1064226918020080. (перевод Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Автодинный эффект системы двух взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи // Радиотехника и электроника. – 2018. – Т. 63, № 2. – С. 200–208. DOI: 10.7868/S0033849418020122.);
273. Носков, В.Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 11. Основы реализации автодинов / В.Я. Носков, С.М. Смольский, К.А. Игнатков, Д.Я. Мишин, А.П. Чупахин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2019. – № 2. – С. 5-33.
274. Noskov, V.Ya. Features of Autodyne Signal Formation with External Detector / V.Ya. Noskov, S.M. Smolskiy, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin // Telecommunication and Radio Engineering. – 2017. – Vol. 76. – № 16. – P. 1463-1475.

275. Noskov, V.Ya. Frequency Deviation of Injection-Locked Microwave Autodynes / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, K.D. Shaydurov // *Radioengineering*. – 2019. – Vol. 28. – № 4. – P. 721-728.
276. Noskov, V.Ya. Analysis of signals of stabilized autodynes / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, S.M. Smolskiy // *Telecommunication Sciences*. – 2011. – Vol. 2. – № 1. – P. 5-16.
277. Noskov, V.Ya. Theory of stabilized autodyne oscillators at the large reflected signal / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, S.M. Smolskiy // *Telecommunication Sciences*. – 2011. – Vol. 2. – № 2. – P. 5-14.
278. Носков, В.Я. Нелинейные искажения сигналов в стабилизированных автодинных СВЧ генераторах / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, S.M. Smolskiy // *Приборы и техника СВЧ*. – 2011. – № 1. – С. 31-39.
279. Носков, В.Я. Сигналы автодинных модулей с внешним детектированием / В.Я. Носков, С.М. Смольский, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // *Уральский радиотехнический журнал*. – 2018. – Т. 2. – № 4. – С. 20-40.
280. Носков, В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Эквивалентная схема и основные соотношения для анализа автодинных СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // 21-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011). – Севастополь: Вебер, 2011. – Т. 2. – С. 967-970.
281. Носков, В.Я. Автодинные параметры и характеристики СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // 21-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011). – Севастополь: Вебер, 2011. – Т. 2. – С. 971-974.
282. Носков, В.Я. Анализ нелинейности по амплитуде автодинных СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // 21-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011). – Севастополь: Вебер, 2011. – Т. 2. – С. 975-978.
283. Носков, В.Я. Результаты экспериментальных исследований автодинных СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // 21-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011). – Севастополь: Вебер, 2011. – Т. 2. – С. 979-982.
284. Носков, В.Я. Особенности применений двухконтурных генераторов в автодинных радиолокаторах / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // 21-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011). –

Севастополь: Вебер, 2011. – Т. 2. – С. 955-958.

285. Noskov, V.Ya. Particularities of Double-Diode Autodyne Characteristics / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, G.P. Ermak // 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (MSMW'16). Kharkov, Ukraine, 2016. – A-23. – P. 1-3.

286. Noskov, V.Ya. Mathematical Model of a Double-Diode Autodyne / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, G.P. Ermak, A.S. Vasiliev // 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (MSMW'16). Kharkov, Ukraine, 2016. – E-28. – P. 1-3.

287. Noskov, V.Ya. Features of Autodynes Taking into Consideration the Noise of a Power Supply / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin // 13-th International scientific-technical conference on actual problems of electronic instrument engineering APEIE-2016. Novosibirsk, 2016. – Vol. 1. – Part 1. – P. 492-496.

288. Ermak, G.P. Signal Analysis of a Double-Diode Autodyne / G.P. Ermak, A.S. Vasiliev, V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, S.M. Smolskiy // XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). Kyiv, Ukraine, 2017. – P. 338-342.

289. Ermak, G.P. Autodyne Effect Application for Stability Analysis of the Steady-State Mode of UHF Oscillating Systems / G.P. Ermak, A.S. Vasiliev, V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, S.M. Smolskiy. XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). Kyiv, Ukraine, 2017. – P. 332-337.

290. Noskov, V.Ya. Autodyne Signal Features of Frequency-Locked Microwave Oscillators / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, K.D. Shaydurov // ITM Web of Conferences. – 2019. – Vol. 30. 2019. 29th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo'2019). – No. 12009. – 7 p. Applied Aspects of Microwave Technology. <https://doi.org/10.1051/itmconf/20193012012>.

291. Noskov, V.Ya. Dynamic Characteristics of Frequency-Locked Autodynes / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, K.D. Shaydurov // ITM Web of Conferences. Vol. 30, 2019. 29th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo'2019). No. 12009. 7 p. Applied Aspects of Microwave Technology. <https://doi.org/10.1051/itmconf/20193012009>.

292. Игнатков, К.А. Основные соотношения для анализа особенностей автодинных сигналов СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором / К.А. Игнатков, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Радиовысотометрия-2010: Сб. трудов III ВНТК: под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2010. – С. 139-143.

293. Игнатков, К.А. Исследования особенностей автодинных сигналов СВЧ

генераторов, стабилизированных внешним резонатором / К.А. Игнатков, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Радиовысотометрия-2010: Сб. трудов III ВНТК: под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2010. – С. 144-149.

294. Носков, В.Я. Эквивалентная схема и основные соотношения для анализа автодинных СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Труды междунар. симп. Надежность и качество. Пенза. – 2011. – Т. 2. – С. 189-192.

295. Носков, В.Я. Математическая модель стабилизированного автодинного СВЧ генератора / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Физика и технические приложения волновых процессов: X Международная науч.-техн. конф. – Самара: ООО «Книга», 2011. – С 110-112.

296. Носков, В.Я. Автодинная чувствительность стабилизированных СВЧ генераторов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Физика и технические приложения волновых процессов: X Международная науч.-техн. конф. – Самара: ООО «Книга», 2011. – С 114-116.

297. Носков, В.Я. Особенности автодинных сигналов стабилизированных СВЧ генераторов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Физика и технические приложения волновых процессов: тр. X Международной науч.-техн. конф. – Самара: ООО «Книга», 2011. – С 116-118.

298. Носков, В.Я. Экспериментальные исследования особенностей сигналов автодинных СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Физика и технические приложения волновых процессов: тр. X Международной науч.-техн. конф. – Самара: ООО «Книга», 2011. – С 118-120.

299. Носков, В.Я. Основные соотношения для анализа автодинных и шумовых характеристик СВЧ генераторов со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Радиовысотометрия-2013: Сб. трудов IV ВНТК: под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2013. – С. 141-146.

300. Носков, В.Я. Влияние внутренних параметров СВЧ генераторов, стабилизированных внешним высокочастотным резонатором, на их шумовые характеристики / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Радиовысотометрия-2013: Сб. трудов IV ВНТК: под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2013. – С. 146-150.

301. Носков, В.Я. Шумовые характеристики автодинов, стабилизированных внешним высокочастотным резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Радиовысотометрия-2013: Сб. трудов IV ВНТК: под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2013. – С. 150-156.

302. Носков, В.Я. Результаты экспериментальных исследований автодинных и шумовых характеристик СВЧ генераторов со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Радиовысотометрия-2013: Сб. тр. IV ВНТК: под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2013. – С. 156-160.
303. Носков, В.Я. Анализ технических решений приёмопередатчика малогабаритного радиоинтерферометра КВЧ диапазона / В.Я. Носков, В.Г. Божков, В.А. Геннеберг, К.А. Игнатков // Радиовысотометрия-2016: Сб. трудов V ВНТК: под ред. А.А. Иофина, И.А. Жихарева, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2016. – С. 181-185.
304. Носков, В.Я. Расчёт радиолокационных параметров автодина с учётом шумов источника питания / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // Радиовысотометрия-2016: Сб. трудов V ВНТК: под ред. А.А. Иофина, И.А. Жихарева, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2016. – С. 249-254.
305. Игнатков, К.А. Параметры быстродействия автодинных преобразователей частоты миллиметрового диапазона длин волн / К.А. Игнатков, Д.Я. Мишин // 26-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). – Москва; Минск; Севастополь, 2016. – Т. 10. – С. 2194-2200.
306. Игнатков, К.А. Анализ устойчивости двухдиодных автодинов / К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // 26-я Междун. крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). – Москва; Минск; Севастополь, 2016. – Т. 10. – С. 2173-2179.
307. Носков, В.Я. Принципы построения автодинных приёмопередатчиков / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // 27-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). – Москва; Минск; Севастополь, 2017. – Т. 6. – С. 1382-1388.
308. Носков, В.Я. Фазовые соотношения автодинных сигналов при внешнем детектировании / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // 27-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). – Москва; Минск; Севастополь, 2017. – Т. 6. – С. 1389-1395.
309. Носков, В.Я. Методика инженерного расчёта автодинов на диодах Ганна / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // 27-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). – Москва; Минск; Севастополь, 2017. – Т. 6. – С. 1396-1402.
310. Носков В.Я., Смольский С.М., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Квадратурное детектирование сигналов в автодинных системах / В.Я. Носков, С.М. Смольский, К.А. Игнатков,

А.П. Чупахин // 28-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). – Москва; Минск; Севастополь, 2018. – Т. 6. – С. 1429-1435.

311. Строганова, Е.П. СВЧ генератор комбинационных частот / Е.П. Строганова, Е.Н. Иванов, Д.П. Царапкин // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1981. – Т. 24. – № 10. – С. 69-72.

312. Соловьёв, Ю.Л. Малогабаритное устройство миллиметрового диапазона для систем ближней радиолокации / Ю.Л. Соловьёв, А.В. Рудаков // 19-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009). – Севастополь: Вебер, 2009. – С. 113.

313. Иванов, В.Э. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, И.В. Малыгин, В.Я. Носков, О.В. Плохих, В.В. Рысев, О.А. Черных // Успехи современной радиоэлектроники. – 2015. – № 9. – С. 3-49.

314. Носков, В.Я. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов / В.Я. Носков, А.В. Варавин, А.С. Васильев, Г.П. Ермак, Н.М. Закарлюк, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 3. – С. 32-86.

315. Носков, В.Я. Двухдиодный автодин в системах радиоволнового контроля динамических процессов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // Датчики и системы. – 2016. – № 6 (204). – С. 31-37.

316. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Application of Two-Diode Autodynes in Devices for Radiowave Control of Product Dimensions // Measurement Techniques. 2016. Vol. 59, № 7. P. 715–721. DOI: 10.1007/s11018-016-1035-9. (перевод Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Применение двухдиодных автодинов в устройствах радиоволнового контроля размеров изделий // Измерительная техника. 2016. № 7. С. 24–28); (Scopus) 0,31 п.л./0,1 п.л.

317. Носков В.Я., Смольский С.М., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 12. Сигналы одноконтурных автодинов при сильном отражённом излучении / В.Я. Носков, С.М. Смольский, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2019. – № 5. – С. 5-19.

318. Ermak, G.P. Radar Sensors for Hump Yard and Rail Crossing Applications / G.P. Ermak, I.V. Popov, A.S. Vasiliev, A.V. Varavin, V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov // Telecommunication and Radio Engineering. – 2012. – Vol. 71. – № 6. – P. 567-580.

319. Носков, В.Я. Эффективность использования стабилизированных СВЧ генераторов в автодинных радиолокаторах / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский // 21-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011). – Севастополь: Вебер, 2011. – Т. 2. – С. 983-985.
320. Ermak, G.P. Autodyne Sensors for Hump Yard and Rail Crossing Applications / G.P. Ermak, A.S. Vasiliev, A.V. Varavin, I.V. Popov, V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov // 19th International Radar Symposium, IRS-2012. – Warsaw, Poland. – P. 209-212.
321. Носков, В.Я. Применение стабилизированного двухдиодного автодина в радиолокационном датчике для сортировочных горок / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – Т. 2. – С. 893-896.
322. Носков, В.Я. Теоретические обоснования автодинного метода формирования ответного сигнала радиозонда по дальности / В.Я. Носков, В.Э. Иванов, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – Т. 2. – С. 897-899.
323. Кудинов, С.И. Экспериментальные исследования автодинного режима приёмо-передающего устройства радиозонда МРЗ-3МК / С.И. Кудинов, В.Э. Иванов, В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – Т. 2. – С. 900-902.
324. Иванов, В.Э. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, В.Я. Носков, О.В. Плохих // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь: Вебер, 2012. – Т. 1. – С. 3-12. (Пленарный доклад).
325. Носков, В.Я. Анализ искажений сигналов автодинных СВЧ-датчиков вибраций / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 23-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). – Севастополь: Вебер, 2013. – Т. 2. – С. 1042-1045.
326. Носков, В.Я. Анализ шумовых характеристик автодинных СВЧ-датчиков малых перемещений / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 23-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). – Севастополь: Вебер, 2013. – Т. 2. – С. 1046-1048.
327. Носков, В.Я. Экспериментальные исследования сигналов автодинных СВЧ-

датчиков вибраций / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 23-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). – Севастополь: Вебер, 2013. – Т. 2. – С. 1049-1050.

328. Носков, В.Я. Применение обзорных РЛС для определения местоположения вагонов на сортировочной горке / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // 23-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). – Севастополь: Вебер, 2013. – Т. 2. – С. 1196-1197.

329. Ermak, G.P. Radar Sensors for Hump Yard and Rail Crossing Applications / G.P. Ermak, A.S. Vasiliev, A.V. Varavin, V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov // 8-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (MSMW'13). Kharkov, Ukraine, 2013. – P. 337-339.

330. Ermak, G.P. Radar Sensors for Hump Yard and Rail Crossing Applications / G.P. Ermak, A.S. Vasiliev, A.V. Varavin, V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov // 2nd International Conference on Transportation Information and Safety (ICTIS-2013). – Wuhan, China, 2013. – Paper ID 2013-00401.

331. Noskov, V.Ya. Calculation of Autodyne Radar Noise Parameters / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, G.P. Ermak, A.S. Vasiliev // 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16). – Kharkov, Ukraine, 2016, – E-26. – P. 1-4.

332. Noskov, V.Ya. Application of Double-Diode Autodynes in Control Systems for Technological Processes / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, A.P. Chupahin, G.P. Ermak, A.S. Varavin, A.V. Fateev // 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (MSMW'16). – Kharkov, Ukraine, 2016. – E-7. – P. 1-3.

333. Ignatkov, K.A. Experimental Research of Railway Carriage Location Methods at Classification Yards / K.A. Ignatkov, V.Ya. Noskov // 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM-2016. – Chelyabinsk: South Ural State University, 2016. – Article 7911708. – P. 1-4.

334. Noskov, V.Ya. Influence of Coupling Between an Oscillator and an Antenna on Autodyne Transponder Features in the Frequency Locking Mode / V.Ya. Noskov, V.E. Ivanov, K.A. Ignatkov, S.I. Kudinov, A.P. Chupahin, S.M. Smolskiy // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – Gelendzhik, Russia, 2017. – AHFD-3-8. – P. 345-348.

335. Noskov, V.Ya. Signal modeling of the autodyne short-range radar system at presence of the radar target in the antenna near-zone / V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, S.M. Smolskiy, V.V. Shtykov // XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). – Novosibirsk, Russia, 2018. – P. 91-95.

336. Mirsaitov, F.N. Gas Turbine Engine In-flight Diagnostics Using 3D Vibration Spectra / F.N. Mirsaitov, K.A. Ignatkov // Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT). – Yekaterinburg, Russia, 2018. – P. 275-278.

337. Носков, В.Я. Результаты испытаний обзорных РЛС 3-см и 8-мм диапазонов на сортировочной горке / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, М.В. Осипов, В.А. Хлусов // Физика и технические приложения волновых процессов: XI Международная науч.-техн. конф. – Екатеринбург: Изд-во Уральского ун-та, 2012. – С. 136-138.

338. Игнатков, К.А. Анализ формирования сигнала автодинного датчика для случая одновременно вибрирующего и перемещающегося точечного объекта / К.А. Игнатков // Материалы Всероссийской научной школы-семинара. Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами: под ред. Д.А. Усанова. – Саратов: Изд-во Саратовский источник, 2016. – С. 127-129.

339. Игнатков К.А. Анализ упрощенной модели формирования сигнала автодинного датчика от вибрирующей лопатки турбины / К.А. Игнатков // В сб.: Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. Материалы Всероссийской научно-технической конференции. Самарский государственный аэрокосмический университет: под ред. А.И. Данилина. – 2016. – С. 89-91.

340. Носков, В.Я. Радиолокационная диагностика турбоагрегатов применением двухдиодных автодинов / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, С.М. Смольский, А.П. Чупахин // III Всероссийская НТК «Системы связи и радионавигации». – Красноярск, 2016 г. – С. 193-196.

341. Игнатков, К.А. Диагностика состояния лопаток турбоагрегата применением двухдиодных автодинов / К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2016»: материалы 12-й Междунар. молодежной науч.-техн. конф. – Севастополь: СевНТУ, 2016. – С. 99.

342. Игнатков, К.А. Анализ формирования отклика автодинного датчика от вибрирующего элемента турбоагрегата / К.А. Игнатков // 26-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). – Москва; Минск; Севастополь, 2016. – Т. 10. – С. 2201-2207.

343. Носков, В.Я. Моделирование сигналов радиолокационных датчиков контроля лопаток турбовентиляторных двигателей / В.Я. Носков В.Я., К.А. Игнатков, А.П. Чупахин, С.М. Смольский, В.В. Штыков // IV Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации». – Красноярск, 2017. – С. 197-201.

344. Носков, В.Я. Автодинный приёмответчик системы радиозондирования

атмосферы / В.Я. Носков, В.Э. Иванов, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, А.В. Гусев // IV Всероссийская НТК «Системы связи и радионавигации». – Красноярск, 2017. – С. 201-204.

345. Носков, В.Я. Двухдиодный автодинный датчик внутренних размеров металлических изделий / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // 28-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). – Москва; Минск; Севастополь, 2018. – Т. 6. – С. 1436-1442.

346. Носков, В.Я. Система определения координат вагонов в парке станции / В.Я. Носков, Л.Г. Аверьянов, К.А. Игнатков // Патент РФ RU2578703С1 от 27.03.2016. – Бюлл. № 9-2016.

347. Носков, В.Я. Автодинный приёмо-передатчик системы радиозондирования атмосферы / В.Я. Носков, В.Э. Иванов, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, А.В. Гусев // Патент РФ RU2624993С1 от 30.05.2016. – Бюлл. № 20-2017.

348. Носков, В.Я. Автодинный датчик для бесконтактного измерения отклонений от номинального значения внутренних размеров металлических изделий / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // Патент РФ RU2634546С1 от 30.05.2016. – Бюлл. № 31-2017.

349. Носков, В.Я. Автодинный измеритель отклонений от номинального значения внутренних размеров металлических изделий / В.Я. Носков, К.А. Игнатков, А.П. Чупахин // Патент РФ RU2634785С1 от 30.05.2016. – Бюлл. № 31-2017.

350. Носков, В.Я. Способ определения параметров движения объектов локации в радиолокационных датчиках с частотной манипуляцией непрерывного излучения радиоволн и устройство для его реализации / В.Я. Носков, К.А. Игнатков // Патент РФ RU2695799. Оpubл. 29.07.2019. – Бюлл. № 22-2019.

351. Успенский А.А. Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте: учеб. для вузов. / А.А. Успенский, Б.М. Степенский, Н.А. Цыбуля и др. – Москва: Транспорт, 1985. – 439 с.

352. Шелухин В.И. Датчики измерения и контроля устройств железнодорожного транспорта / В.И. Шелухин. – Москва: Транспорт, 1990. – 119 с.

353. Артюшенко В.М. Проблемы измерения скорости движения отцепов на сортировочных горках / В.М. Артюшенко, М.А. Смычек // Автоматика, телемеханика и связь. – 1990. – №8. – С. 17-18.

354. Варавин, А.В. Автодинный приёмо-передающий модуль на диоде Ганна с внутренним детектированием сигнала для радиолокационного датчика с линейной модуляцией частоты / Варавин, А.С. Васильев, Г.П. Ермак, И.В. Попов // Радиофизика и электроника. – Харьков, 2008. – Т. 13. – № 3. – С. 546-551.

355. Вериго, А.М. Доплеровский измеритель параметров движения подвижного состава / А.М. Вериго, Ю.Н. Кузнецов, Н.Н. Колесниченко, Н.П. Подоров, Ф.А. Тенн // Автоматика, телемеханика и связь. – 1984. – № 2. – С. 12-14.
356. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника. Том. 4. Радиолокационные станции и системы. – М.: Сов. радио, 1978. – 376 с.
357. Носков, В.Я. Анализ влияния шумов на характеристики автодинных измерителей вибраций и малых перемещений / В.Я. Носков // Измерительная техника. – 2014. – № 9. – С. 49-53.
358. Генераторы дифракционного излучения / Под ред. Шестопалова В.П. – Киев: Наук. думка, 1991. – 320 с.
359. Воторопин, С.Д. Экспериментально-теоретические вопросы обработки сигналов при измерении виброперемещений автодинными датчиками / С.Д. Воторопин, А.В. Кобяков, В.П. Лушев // 17-я Международная Крымская конференция “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМиКо’2007). – Севастополь: Вебер, 2007. – С.707-709.
360. Grzybowski, R.R. Microwave recess distance and air patch clearance sensor / R.R. Grzybowski, G. Meltz // Patent 5818242, G01R 27/04, filed 08.05.1996.
361. Dzieciol, E. Method of a continuous determination of an instantaneous position of an impeller blade tip in a rotor turbine machine / E. Dzieciol, R. Szczepanik, A. Szczepankowski, H. Karbowski // Patent 6833793, G08B 21/00, filed 10.05.2002.
362. Масловский, А.В. Определение состояния проточной части компрессоров газотурбинных двигателей с использованием радиоволновых измерительных систем / А.В. Масловский // Вопросы оборонной техники. Сер. 3. – 2000. – Вып. 3(298). – С. 12-19.
363. Масловский, А.В. Применение радиолокационных методов для контроля состояния и диагностики ГТД / А.В. Масловский // Авиационно-космическая техника и технология. – 2006. – № 9 (35). – С. 112-116.
364. Данилин, А.И. Бесконтактные измерения деформационных параметров лопаток в системах контроля и управления турбоагрегатами / А.И. Данилин. – Самара: Изд-во Самарского научного центра РАН, 2008. – 218 с.
365. Болознев, В.В. Сигнальные и шумовые характеристики автодинов в решении задач вибродиагностики газотурбинных двигателей / В.В. Болознев, Ф.Н. Мирсаитов, В.Я. Носков // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2014). – Севастополь: Вебер, 2014. – Т. 2. – С. 1019-1022.
366. Болознев, В.В. Методы и средства радиоволновой вибродиагностики двигателей летательных аппаратов / В.В. Болознев, М.Ю. Застела, Ф.Н. Мирсаитов // Надёжность и качество

сложных систем. – 2015. – № 2 (10). – С. 102-108.

367. Носков, В.Я. Автодинный СВЧ-датчик для бесконтактного контроля внутренних размеров изделий / В.Я. Носков // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013): – Севастополь: Вебер, 2013. – Т. 2. – С. 1051-1052.

368. Усанов, Д.А. Восстановление сложного движения участка тела человека по сигналу радиоволнового автодина / Д.А. Усанов, А.Э. Постельга // Медицинская техника. – 2011. – Т. 45. – № 1. – С. 8-10.

369. Куров, И.Е. Датчик для контроля внутренних размеров металлических труб / И.Е. Куров, П.А. Путилов П.А., В.В. Потапов, В.В. Козлов, М.И. Гуревич, Г.П. Путилова, С.В. Перельман, Л.Ф. Циферблат // Авт. свид. СССР 1355916, опубл. БИ. 44-1987.

370. Куров, И.Е. Устройство для контроля внутренних размеров металлических труб / И.Е. Куров, Е.М. Гершензон, П.А. Путилов, Г.П. Путилова, В.В. Потапов, В.В. Козлов // Патент РФ 2052796, опубл. БИ. 44-1996.

371. Носков, В.Я. Способ бесконтактного измерения отклонений от номинального значения внутренних размеров металлических изделий и устройство для его осуществления / В.Я. Носков // Патент РФ 2579644С2, опубл. 20.12.2015. БИ. 35-2016.

372. Иванов, В.Э. Радиозондирование атмосферы: Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств / В.Э. Иванов, М.Б. Фридзон, С.П. Ессяк: под ред. В.Э.Иванова. – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2004. – 606 с.

Приложение 1. Экспериментальный стенд и оборудование для исследования автодинов

Среди измерительных стендов для экспериментальных исследований и определения параметров как автодинных, так и гомодинных приёмо-передающих устройств СВЧ диапазонов, используемых в радиолокационных системах, нашли широкое применение стенды, в которых взаимодействие радиолокатора и имитатора посредством электромагнитного излучения происходит через волноводный тракт [9, 17–22, 122–124]. Проведение исследований на таких стендах обеспечивает отсутствие помех излучения, отражённого от посторонних предметов, и более высокую точность измерений в широком диапазоне уровней отражённого сигнала, чем это возможно на стендах открытого типа, в которых такое взаимодействие происходит через пространство с применением приёмо-передающих антенн [125, 126].

В настоящей работе для исследований обычных (нестабилизированных) АД и АД со стабилизацией частоты внешним высокодобротным резонатором используется экспериментальный стенд, функциональная схема которого приведена на рис. П.1. Данный стенд обеспечивает возможность регистрации автодинного отклика в цепи питания, а также по изменению амплитуды и частоты при вариации расстояния до отражателя-имитатора, скорости его перемещения, уровня отражённого сигнала и других факторов.

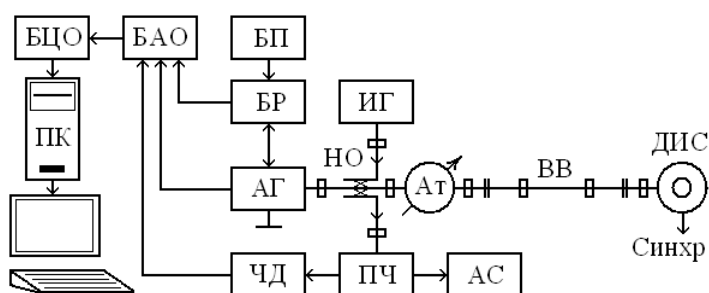


Рис. П.1.1. Функциональная схема экспериментальной установки для изучения АД

Исследуемый генератор в этом стенде (см. рис. 5.1) связан с доплеровским имитатором сигнала ДИС волноводным трактом ВВ, в котором находятся также переменный аттенюатор Ат, моделирующий затухание распространяющегося в пространстве излучения, и направленный ответвитель НО. Отрезок волновода ВВ в стенде требуемой длины предназначен для моделирования запаздывания отраженного излучения. Боковые плечи направленного ответвителя НО связаны через развязывающие вентили с преобразователем частоты ПЧ, переносящим спектр излучения АГ на частоту примерно 1,0 GHz, и измерительным генератором СВЧ ИГ. Выходной сигнал преобразователя частоты ПЧ далее следует на широкополосный

частотный дискриминатор ЧД и анализатор спектра АС типа USB-SA44В. Питание от стабилизированного блока питания БП на исследуемый АГ подаётся через блок регистрации БР автодинного сигнала, который предназначен для преобразования автодинных вариаций среднего значения тока АЭ генератора в напряжение выходного сигнала [111].

Сигналы с выходов блока регистрации БР (сигнал автодетектирования $a_0(\tau)$), детектора огибающей (отклик по изменению амплитуды $a_1(\tau)$) колебаний генератора АГ) и частотного дискриминатора ЧД (отклик по изменению частоты колебаний $\chi(\tau)$) подаются для отдельного усиления и фильтрации в блок аналоговой обработки БАО. С выхода БАО они следуют на входы каналов аналогового ввода модуля NI-9205 фирмы National Instruments в составе платформы DAQ-9172 блока цифровой обработки БЦО. Далее оцифрованные сигналы поступают по интерфейсу USB в персональный компьютер ПК для обработки с помощью виртуального прибора, созданного в среде программирования LabVIEW.

Блок частотного дискриминатора ЧД выполнен с применением усилителей-ограничителей на входе и схемы широкополосного частотного дискриминатора на основе активного балансного смесителя (перемножителя) IАМ-81008. Принцип действия блока ЧД основан на интегрировании результата перемножения прямого сигнала и сигнала, сдвинутого по фазе на угол 90° .

Для исследований АД в стенде использовался электромеханический имитатор доплеровского сигнала. Фотография внешнего вида и эскиз его конструкции представлены на рисунке 5.2.

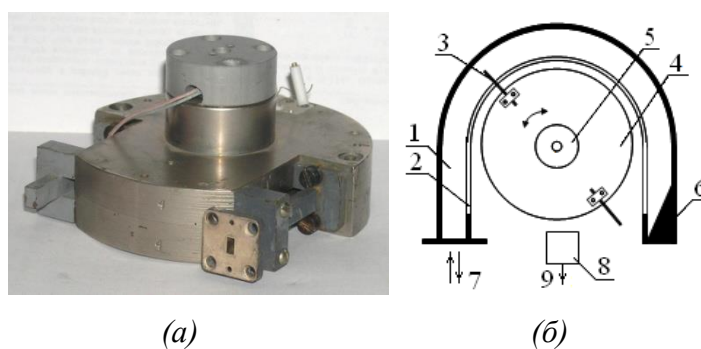


Рис. П.1.2. Фотография внешнего вида (а) и эскиз конструкции (б) доплеровского имитатора

Основой имитатора (см. рис. 5.2 (б)) является изогнутый в полуокружность отрезок прямоугольного волновода 1, в котором вдоль середины широкой стенки внутренней стороны полукольца выполнена щель 2. В полость волновода через эту щель введены штыревые отражатели 3, укрепленные на диск-маховик 4, который установлен на оси электродвигателя 5. При этом в одном из концов изогнутого волновода установлена поглощающая нагрузка 6, а второй конец является входом-выходом 7 имитатора. Коэффициент отражения Γ в имитаторе

устанавливается глубиной погружения штыревых отражателей 3 в волновод 1. Фотодатчик 8, укрепленный на корпусе имитатора за пределами полукольца волновода 1, служит для фиксации момента прохождения штыревым отражателем узкого просвета между оптоэлектронной парой светодиод – фотодиод. Выходные импульсы 9 фотодатчика предназначены для синхронизации развёртки осциллографа.

Движение отражателей под действием электродвигателя с круговой скоростью V_R вызывает изменение набега фазы $\delta(t, \tau)$ отражённой волны с доплеровской частотой $\Omega_{дв}$, полученной в волноводе (отсюда в обозначении частоты Доплера $\Omega_{дв}$ добавлен индекс «в»). Значение этой частоты отличается от частоты Ω_d доплеровского сигнала, полученного от движущегося объекта с такой же скоростью V_R в свободном пространстве, на множитель d_v : $\Omega_{дв} = \Omega_d d_v$. Последний определяется параметрами материала, заполняющего волновод имитатора ($\epsilon\mu$), и отношением длины волны излучения λ в свободном пространстве к критической длине волны $\lambda_{кр}$ для выбранного типа волновода: $d_v = [\epsilon\mu - (\lambda / \lambda_{кр})^2]^{1/2}$, где значение $\lambda_{кр}$ для волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе равно его удвоенной ширине. Как следует из последнего выражения, в случае применения в имитаторе волновода без заполнения ($\epsilon\mu = 1$) выполняется неравенство: $\Omega_{дв} < \Omega_d$, а в случае использования волновода, заполненного диэлектриком с соответствующими параметрами ($\epsilon\mu > 1$), можно значительно увеличить частоту имитируемого сигнала Доплера, на что указано также в [122]. Последняя возможность позволяет снять верхнее ограничение по круговой скорости движения отражателей, вызванное механическими перегрузками при её приближении к звуковому барьеру.

Основными достоинствами электромеханических имитаторов являются широкий диапазон линейного изменения набега фазы и равномерность амплитуды отражённой волны. Поэтому они широко используются для настройки, калибровки и экспериментальных исследований гомодинных и автодинных радиолокаторов, а также являются предметом дальнейших усовершенствований.

Приложение 2. Гибридно-интегральные модули «Тигель-08М»

Экспериментальные исследования выполнялись на примере модифицированного генераторного модуля 8-мм диапазона «Тигель-08М» (см. рисунок П.2.1,*а*), изготовленного по гибридно-интегральной технологии на основе двух-мезового диода Ганна [1]. Данные модули отличаются от обычных модулей «Тигель-08» топологией диодной вставки, на поликорковой подложке которой предусмотрена возможность установки в щелевой резонатор параллельно (по СВЧ) двух чипов с развязкой их цепей смещения: планарного диода Ганна и дополнительного детекторного диода с барьером Шоттки (показаны на рисунке П.2.1,*б* цифрами «1» и «2» соответственно). Одна из мезо-структур диода Ганна выполнена большого сечения. Плотность тока в ней недостаточна для возбуждения доменов сильного поля, поэтому она является пассивной. Вторая меза-структура малого сечения является активной и создаёт условия для возбуждения колебаний в генераторе. Детекторный диод в данной конструкции предназначен для выделения сигнала по изменению амплитуды колебаний.

В конструкции обычного (нестабилизованного) генераторного модуля диодная вставка помещается между двух пластин, образующих корпус генератора (см. рисунок П.2.1,*а*). В центре лицевой пластины предусмотрено отверстие круглой формы для выхода СВЧ излучения. Задняя пластина – глухая с винтом для регулировки частоты.

В конструкции САД дополнительный высокодобротный резонатор пристыковывался к задней стенке генераторного модуля (см. рисунок П.2.1,*в*), по центру которой сделана сквозная прорезь в виде отрезка волноводного канала сечением $7,2 \times 3,4 \text{ мм}^2$. Электрическая длина этого канала от диодной вставки до резонатора равна трём половинам длины волны в волноводе (9,6 мм).

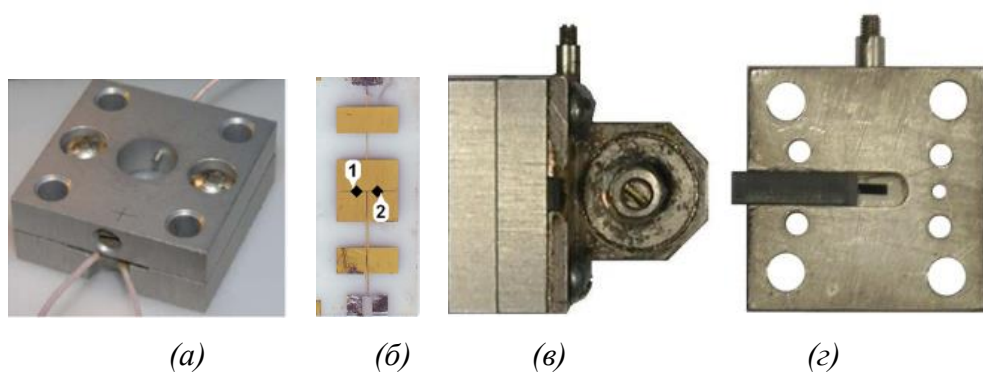


Рисунок П.2.1. Внешний вид модуля «Тигель-08М» (*а*), топологии диодной вставки (*б*), генератора со стабилизирующим резонатором в сборе (*в*) и элемента резистивной связи с резонатором (*г*)

Стабилизирующий резонатор, изготовленный из суперинвара и работающий на волне H_{011} , имеет собственную добротность порядка $5 \cdot 10^3$. Резистивная связь обеспечивалась введением в

окно связи с резонатором клиновидной вставки из поглотителя, положение которой в процессе настройки можно регулировать (см. рисунок П.2.1,з).

Частота генерации модуля – 37,5 ГГц, выходная мощность – 15 мВт, ток потребления при напряжении смещения 4 В – не более 0,2 А. Предельный энергетический потенциал P_{\max} , определяемый как отношение выходной мощности АД к входной мощности отражённого излучения при отношении сигнал/шум 2 на его низкочастотном выходе в полосе от 0,5 кГц до 1,5 кГц составляет не менее 75 дБ.

Настройка узла связи с резонатором и его собственной частоты выполнялась с применением панорамного измерителя КСВ. Верхняя развёртка луча на изображении экрана (см. рисунок П.2.2) измерителя КСВ показывает контрольную метку на частоте 37,5 ГГц. Нижней развёрткой луча показан вид частотной характеристики КСВ настроенного узла связи. Из этой характеристики следует, что цепь связи с резонатором согласована во всём диапазоне частот, кроме собственной частоты резонатора. Для получения требуемого вида характеристики КСВ в процессе настройки АД корректировалась электрическая длина канала связи между рабочим и стабилизирующим резонаторами. Для этого подбирались толщина сменных пластинок на фланце волновода и изменялась глубины погружения ёмкостного винта. Величина связи между резонаторами (высота пика на характеристике) регулировалась с помощью изменений положения поглощающей вставки и диаметра отверстия связи. Настройка резонатора на требуемую частоту выполнялась специальным винтом на его боковой стенке (см. рисунок П.2.1,в).

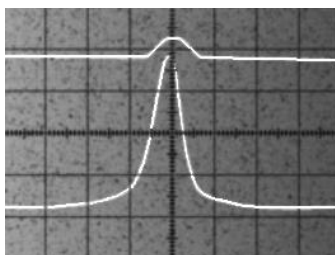


Рисунок П.2.2. Частотная характеристика КСВ стабилизирующего резонатора с резистивной связью.

Автодинный модуль «Тигель-08М» предварительно настраивался без стабилизирующего резонатора в режим максимального энергетического потенциала с использованием ДИС. Для этого путём вариации положения предусмотренного в конструкции АГ винта изменялась величина связи с нагрузкой и подбирались величина напряжения смещения на диоде Ганна. Оптимальная величина этого напряжения для исследуемого модуля была выбрана: $E_0 = 4$ В.

Затем данная настройка повторялась с генератором после его стыковки с узлом стабилизирующего резонатора. При этом точность настройки резонатора на частоту генерации контролировалась с помощью анализатора спектра по минимуму АД изменений частоты. После

стыковки генератора со стабилизирующим резонатором величина выходной мощности уменьшалась не более чем на 5...10 % от номинального значения, при этом отмечалось уменьшение потенциала автодинной системы не более 3...5 дБ.

Приложение 3. Описание экспериментального стенда для исследования радиоимпульсных автодинов

Функциональная схема экспериментального стенда представлена на рисунке П.3.1. В качестве автодинного генератора АГ использовался гибридно-интегральный модуль 8-ми миллиметрового диапазона (37,5 ГГц) «Тигель-08М», выполненный на двухмезовом диоде Ганна [50]. Напряжение смещения от источника питания ИП на диод Ганна подавалось через импульсный модулятор ИМ и резистор R.

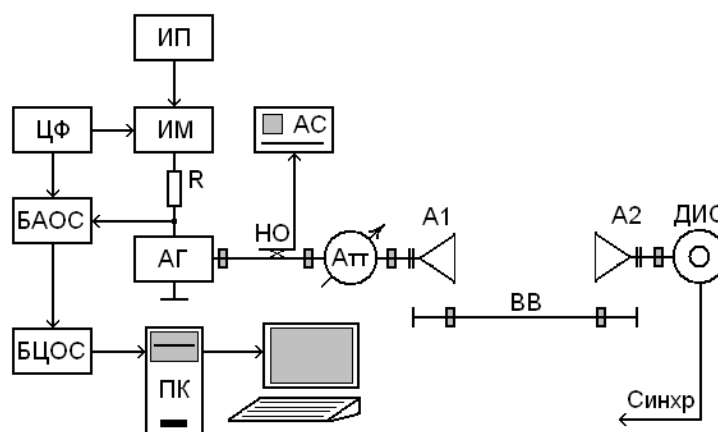


Рисунок П.3.1. Функциональная схема стенда для экспериментальных исследований радиоимпульсных автодинных генераторов.

В поле излучения первой рупорной антенны А1, подключенной к генератору АГ через аттенюатор Ат и направленный ответвитель НО, на требуемом расстоянии (от генератора) устанавливалась ещё одна антенна А2. Эти антенны ориентировались диаграммами направленности встречно. К фланцу антенны А2 присоединялся электромеханический доплеровский имитатор сигнала (ДИС) [18,66], приводимый в действие микродвигателем. Выходной сигнал фотодатчика этого имитатора, фиксирующего заданное положение отражателя, служит для синхронизации наблюдаемых на осциллографе процессов. Для некоторых исследований без выхода излучения в пространство антенны заменялись на волноводную вставку ВВ требуемой длины.

Автодинный отклик снимался в цепи питания генератора АГ с резистора R и подавался в блок аналоговой обработки сигнала БАОС, содержащего широкополосный малощумящий дифференциальный усилитель, схему расширения импульсов («выборки-хранения») и фильтр. Сигнал поступал на первый вход дифференциального усилителя, а на второй его вход через регулируемый делитель напряжения подавался импульс модуляции. С помощью такой схемы при усилении сигнала всего в 5-6 раз удалось значительно ослабить влияние помех от импульса и

собственных шумов этого каскада. Далее сигнал через схему «выборки-хранения», усилитель и фильтр с полосой от 20 Гц до 20 кГц поступал на выход этого блока.

Сформированный таким образом сигнал далее подавался на вход блока цифровой обработки сигнала БЦОС, реализованный на базе отладочных плат фирмы Analog Device для АЦП AD7654 (Evolution Board AD7654 CB) и платы управления этим АЦП посредством компьютера (AD Control Board BRD3). С помощью программного обеспечения, входящего в комплект с отладочными платами, построенного на базе подхода LabView компании National Instruments, задавались параметры оцифровки сигналов и условия вывода осциллограмм и спектрограмм на экран монитора.

Цифровым формирователем ЦФ, выполненным на стандартной логике серии 74АС фирмы Texas Instruments, задавались длительности импульсов запуска генератора $t_{\text{н}}$, управления схемой выборки-хранения $t_{\text{сн}}$ и время задержки строб-импульса относительно переднего фронта радиоимпульсов t_3 , а также период повторения $T_{\text{п}}$ импульсов. Конструктивно генераторный модуль и печатная плата с собранными на ней схемами импульсной модуляции, выделения и расширения импульсов сигналов, а также цифровой формирователь были выполнены в виде единого устройства с предельно короткими связями между элементами.

Предварительно генераторный модуль настраивался в режиме непрерывной генерации на максимальный энергетический потенциал (по соотношению сигнал/шум) путём изменения связи с нагрузкой и вариацией напряжения питания. В этом же режиме с помощью анализатора спектра АС (см. рис. 16), подключённого к боковому плечу направленного ответвителя НО, определялась величина автодинной девиации частоты $\Delta\omega_m$ при включённом имитаторе. Величина этой девиации $\Delta\omega_m$ устанавливалась с помощью регулируемого поляризационного аттенуатора Атт. После завершения настройки генератор переводился в режим радиоимпульсного излучения с амплитудой модулирующих импульсов, равной выбранному напряжению питания СВЧ генератора в режиме непрерывной генерации.

В импульсном режиме выполнялась ещё одна подстройка модуля на максимум потенциала по описанной выше методике. Полученная при этом величина энергетического потенциала, как правило, была на 10...15 дБ ниже потенциала тех же самых автодинных генераторов, функционирующих в непрерывном режиме излучения. При этом величина потенциала практически не зависела от скважности $T_{\text{п}}/t_{\text{н}}$, изменяемой регулировкой длительности $t_{\text{н}}$ при неизменном периоде повторения $T_{\text{п}}$. Снижение потенциала объясняется повышенным уровнем фазовых шумов генератора, работающего в импульсном режиме [70]. Эти шумы, обусловленные нестационарностью переходного процесса установления амплитуды колебаний генератора,

вызывают флуктуации разности фаз $\delta(t, \tau)$, которые далее преобразуются в шумовую составляющую автодинного сигнала. Данное предположение подтверждается тем, что эти шумы наблюдаются лишь при наличии отражателя. В случае работы генератора на согласованную нагрузку уровень шума принимает номинальное значение. Введение синхронизирующего сигнала от внешнего генератора с уровнем на 3 дБ ниже уровня амплитудного шума генератора вызывает увеличение потенциала на 7 – 10 дБ, а при его превышении шума на 3 дБ – потенциал импульсного автодина практически не отличается от потенциала автодина в непрерывном режиме.

Приложение 4. Универсальный автодинный датчик с частотной модуляцией

Экспериментальные исследования особенностей сигналов автодинных СБРЛ с ЧМ проводились с опытным образцом автодинного датчика, разработанного для контроля занятости стрелочных переводов на сортировочных горках [5–7].

На рисунке П.4 представлен общий вид датчика и его основных компонентов. Антенна СВЧ модулем и печатная плата формирования зондирующего сигнала, цифровой обработки сигналов и интерфейса связи RS-485 помещены в цилиндрический герметизированный корпус из дюралюминия диаметром 92 мм и длиной 170 мм. Диэлектрическая линза антенны является одновременно передней стенкой корпуса.

Автодинный СВЧ модуль датчика выполнен на основе диода Ганна AA727A и варикапа 3A637A-6 в корпусном исполнении. Выходная мощность излучения составляет 25 мВт, центральная частота 36,5 ГГц. СВЧ модуль обеспечивает в режиме линейной ЧМ перестройку частоты в полосе 500 МГц. Закон ЧМ – симметричный или несимметричный пилообразный, частота модуляции 10 кГц.

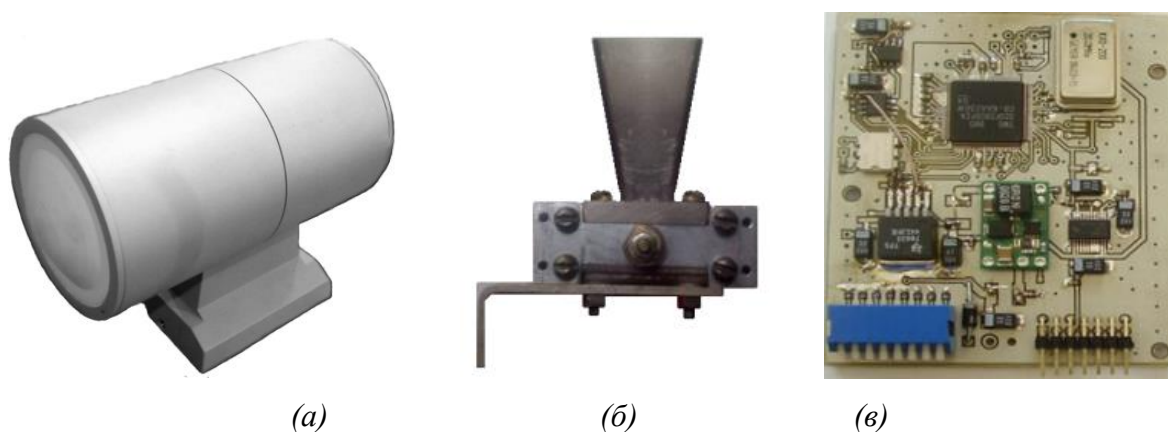


Рисунок П.4.1. Общий вид автодинного датчика (а) автодинного модуля с рупорной антенной (б) и печатной платы (в) блока управления и обработки сигналов.

Автодинный сигнал выделяется в цепи питания диода Ганна с помощью широкополосного трансформатора тока. После фильтрации и усиления он поступает на аналого-цифровой преобразователь цифрового сигнального процессора (ЦСП) TMS320F2808 фирмы Texas Instrument блока обработки. В этом блоке программно реализованы функции формирования напряжения модуляции частоты генерации, цифровой обработки сигнала и интерфейса связи RS-485 с персональным компьютером.

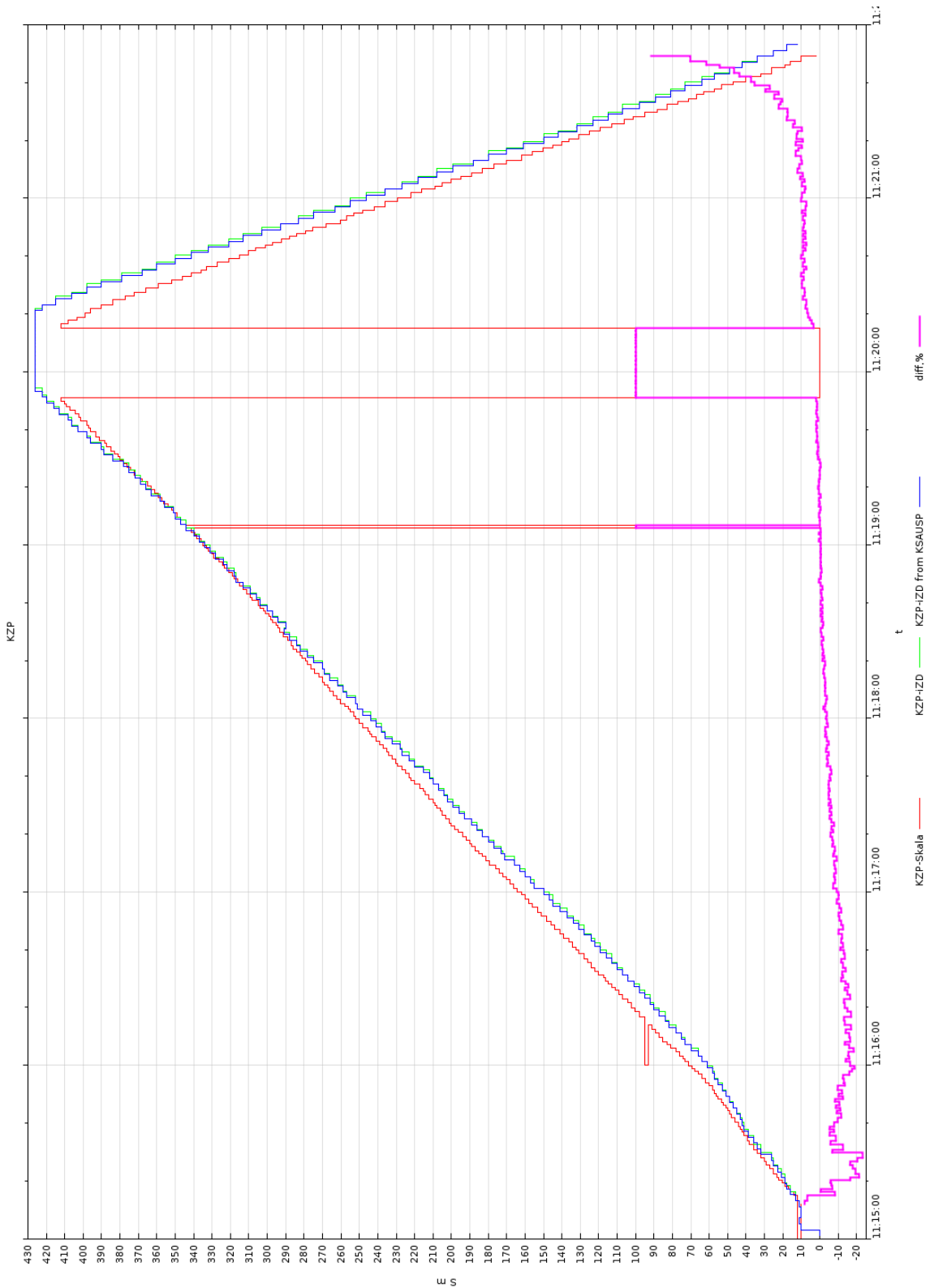
Вычислительным ядром ЦСП производится цифровая обработка сигнала (фильтрация и

Фурье-анализ), результаты которой передаются через универсальный асинхронный приемопередатчик на персональный компьютер, используемый в качестве системы отображения радиолокационной информации. Когда в диаграмме направленности антенны автодинного датчика находится отражающий объект, на выходе одного из фильтров анализатора спектра ЦСП присутствует сигнал. Амплитуда его характеризует отражающую способность наблюдаемого объекта, а номер фильтра, в котором присутствует сигнал, характеризует дистанцию от датчика до объекта.

Для исключения из спектра принятого сигнала компонентов, связанных с ПАМ и отражений от ближних объектов, информация от которых не представляет интереса, перед преобразованием Фурье в ЦСП применяется предварительная фильтрация сигнала. Для этого к исходному сигналу применяется алгоритм «скользящее среднее», который выступает в качестве фильтра нижних частот [41]. После выделения низкочастотных составляющих этим фильтром они вычитаются из исходного сигнала, в результате чего вблизи датчика до расстояния порядка одного метра формируется «мёртвая зона». Оставшиеся на выходе фильтра высокочастотные составляющие сигнала содержат информацию об отражающих объектах, находящихся в требуемом диапазоне дальностей.

Авторы выражают признательность к.ф.-м.н. Г.П. Ермаку и к.ф.-м.н. А.С. Васильеву за разработку описанного здесь универсального автодинного датчика с ЧМ для решения технологических задач на сортировочной горке, а также активное участие в выполнении его экспериментальных исследований и обсуждении их результатов.

Приложение 5. Графики результатов измерений расстояний до отцепы, полученных от действующей КЗП-ИПЗ (синий цвет линии отсчетов) и модуля «СКАЛА-О» (красный цвет линии отсчетов).



Приложение 6. Первые страницы описаний к патентам РФ на изобретения

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 578 703** ⁽¹³⁾ **C1**(51) МПК
B61L 25/02 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2014151848/11, 22.12.2014

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
22.12.2014

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 22.12.2014

(45) Опубликовано: 27.03.2016 Бюл. № 9

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: RU 2431865 C2, 20.10.2011. RU 2189065 C2, 10.09.2002. RU 2013123952 A, 27.11.2014. US 20070150130 A1, 28.06.2007.

Адрес для переписки:

107174, Москва, ул. Новая Басманная, 2, ОАО
"РЖД", ЦУИС

(72) Автор(ы):

Носков Владислав Яковлевич (RU),
Аверьянов Лев Геннадьевич (RU),
Игнатков Кирилл Александрович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Открытое акционерное общество
"Российские железные дороги" (RU)

(54) СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ВАГОНОВ В ПАРКЕ СТАНЦИИ

(57) Реферат:

Изобретение относится к области автоматизации и телемеханики на железнодорожном транспорте. Система содержит программно-аппаратный вычислительный комплекс, состоящий из компьютера со специализированным программным обеспечением, канала передачи данных, комплексной системы управления сортировочным процессом, локационные измерительные модули, каждый из модулей снабжен блоком управления и обработки сигнала. Для определения координат вагонов применены сканирующие лазерные дальнометрические модули с возможностью кругового вращения и

регулировкой скорости вращения. Лазерный сканирующий модуль содержит приемопередатчик для измерения дальности, электродвигатель для поворота лазерного приемопередатчика со встроенным энкодером, при этом лазерный приемопередатчик механически соединен с валом электродвигателя, а блок управления внутренней шиной соединен с электродвигателем, также блок управления внутренней шиной соединен с лазерным приемопередатчиком. Достигается повышение точности измерения координат вагонов. 1 ил.

RU 2 578 703 C1

RU 2 578 703 C1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 634 546** ⁽¹³⁾ **C1**(51) МПК
G01B 15/00 (2006.01)ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2016121276, 30.05.2016

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
30.05.2016Дата регистрации:
31.10.2017

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 30.05.2016

(45) Опубликовано: 31.10.2017 Бюл. № 31

Адрес для переписки:

620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19, УрФУ,
Центр интеллектуальной собственности, Маркс
Т.В.

(72) Автор(ы):

Носков Владислав Яковлевич (RU),
Игнатков Кирилл Александрович (RU),
Чухакин Андрей Павлович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего
образования "Уральский федеральный
университет имени первого Президента
России Б.Н. Ельцина" (RU)(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: RU 2052796 C1, 20.01.1996. RU
2380259 C1, 27.01.2010. RU 2398248 C1,
27.08.2010. US 5481266 A, 02.01.1996.(54) АВТОДИННЫЙ ДАТЧИК ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЙ ОТ
НОМИНАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ ВНУТРЕННИХ РАЗМЕРОВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ

(57) Реферат:

Изобретение относится к технике неразрушающего контроля изделий, а именно к устройствам для бесконтактного измерения отклонений от номинального значения внутренних размеров металлических изделий с использованием электромагнитного излучения СВЧ-диапазона, и может быть применено в машиностроительной, трубопрокатной и химической промышленности. Датчик содержит первый и второй связанные между собой взаимной связью автодинные СВЧ-генераторы, к которым соответственно подключены первый и второй блоки выделения автодинного сигнала. Причем первый автодинный СВЧ-генератор

соединен также с первым плечом трехплечего циркулятора, ко второму плечу которого подключена первая приемопередающая антенна, диаграмма излучения которой направлена на первую локальную область контроля внутренней поверхности изделия, а к третьему плечу - вторая приемопередающая антенна, диаграмма излучения которой направлена на вторую локальную область контроля внутренней поверхности изделия, противоположающую первой локальной области. Технический результат заключается в повышении точности измерений. 3 з.п. ф-лы, 2 ил.

RU 2 6 3 4 5 4 6 C 1

RU 2 6 3 4 5 4 6 C 1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 634 785** ⁽¹³⁾ **C1**
 (51) МПК
G01B 15/00 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
 ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2016121279, 30.05.2016

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
30.05.2016Дата регистрации:
03.11.2017

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 30.05.2016

(45) Опубликовано: 03.11.2017 Бюл. № 31

Адрес для переписки:

620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19, УрФУ,
Центр интеллектуальной собственности, Маркс
Т.В.

(72) Автор(ы):

Носков Владислав Яковлевич (RU),
Игнатков Кирилл Александрович (RU),
Чупахин Андрей Павлович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего
образования "Уральский федеральный
университет имени первого Президента
России Б.Н. Ельцина" (RU)(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: RU 2052796 C1, 20.01.1996. RU
2380259 C1, 27.01.2010. RU 2398248 C1,
27.08.2010. US 5481266 A, 02.01.1996.**(54) АВТОДИННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ОТКЛОНЕНИЯ ОТ НОМИНАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ
ВНУТРЕННИХ РАЗМЕРОВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ**

(57) Реферат:

Изобретение относится к технике неразрушающего контроля изделий, а именно к устройствам для бесконтактного измерения отклонений от номинального значения внутренних размеров металлических изделий с использованием электромагнитного излучения СВЧ диапазона, и может быть применено в машиностроительной, трубопрокатной и химической промышленности. Измеритель содержит автодинный СВЧ генератор, связанный с блоком выделения автодинного сигнала, трехплечий циркулятор, ко второму плечу которого подключена первая приемопередающая антенна, диаграмма излучения которой направлена на первую локальную область контроля внутренней поверхности изделия, а к третьему плечу - вторая приемопередающая антенна, диаграмма излучения которой направлена на вторую локальную область контроля внутренней поверхности изделия, противоположающую первой локальной области. Между автодинным СВЧ генератором и первым

входом трехплечего циркулятора введен проходной двухпозиционный фазовращатель, а к выходу блока выделения автодинного сигнала подключен вход аналогового коммутатора на два положения, к первому и второму выходам которого подключены первый и второй полосовые усилители, выходы которых связаны соответственно с первым и вторым амплитудными детекторами. При этом входы управления проходного двухпозиционного фазовращателя и аналогового коммутатора подключены к выходу тактового генератора. Технический результат заключается в повышении точности и чувствительности измерений в условиях различия качества обработки или износа внутренней поверхности контролируемых изделий, появления пыли или влаги на пути распространения СВЧ излучения, влияния изменений температуры окружающей среды и фликкерных флуктуаций на показания. 3 з.п. ф-лы, 2 ил.

RU 2 634 785 C1

RU 2 634 785 C1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ(19) **RU** (11) **2 695 799**⁽¹³⁾ **C1**(51) МПК
G01S 13/42 (2006.01)

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК

G01S 13/42 (2019.02); *G01S 13/426* (2019.02); *G01S 13/48* (2019.02); *G01S 13/58* (2019.02); *G01S 13/66* (2019.02); *G01S 13/536* (2019.02); *G01S 13/53* (2019.02); *G01S 7/292* (2019.02)

(21)(22) Заявка: 2018129701, 14.08.2018

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
14.08.2018Дата регистрации:
29.07.2019

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 14.08.2018

(45) Опубликовано: 29.07.2019 Бюл. № 22

Адрес для переписки:

620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19,
Уральский федеральный университет имени
первого Президента России Б.Н. Ельцина,
Центр интеллектуальной собственности, Макс
Т.В.

(72) Автор(ы):

Носков Владислав Яковлевич (RU),
Игнатков Кирилл Александрович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего
профессионального образования "Уральский
федеральный университет имени первого
Президента России Б.Н. Ельцина" (RU)(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: US 3913106 A, 14.10.1975. RU 2534220
C1, 27.11.2014. RU 2154840 C1, 20.08.2000. RU
2333538 C2, 10.09.2008. US 4001823 A, 04.01.1977.
US 20130300596 A1, 14.11.2013. WO 2003083505
A1, 09.10.2003.

(54) СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ ЛОКАЦИИ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАТЧИКАХ С ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ РАДИОВОЛН И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЕГО РЕАЛИЗАЦИИ

(57) Реферат:

Изобретение относится к области радиолокации с частотной манипуляцией непрерывного излучения (ЧМНИ) радиоволн и может быть использовано для обнаружения движущихся целей, измерения расстояния до объекта локации, скорости и направления движения. Достижимый технический результат - расширение рабочей области радиолокационных датчиков (РЛД) с ЧМНИ радиоволн по дальности и скорости в сторону их увеличения, обеспечение возможности определения направления движения объекта локации, а также снижение уровня внеполосного излучения. Указанный результат достигается за счет того, что полученный на

разных частотах доплеровский сигнал усиливают и формируют, затем подсчитывают целое число периодов доплеровского сигнала и переключают частоту зондирующего радиосигнала с одной частоты на другую в моменты перехода доплеровского сигнала через нуль. Устройство, реализующее заявленный способ, содержит антенну, доплеровский приемо-передатчик с ЧМ, усилитель, амплитудно-пороговый формирователь, счетчик-делитель с дешифратором, блок сравнения временных интервалов и блок измерения, определенным образом соединенные между собой. 2 н. и 4 з.п. ф-лы, 4 ил.

RU 2 695 799 C1

RU 2 695 799 C1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** (11) **2 624 993**⁽¹³⁾ **C1**(51) МПК
G01S 13/74 (2006.01)ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2016121285, 30.05.2016

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
30.05.2016Дата регистрации:
11.07.2017

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 30.05.2016

(45) Опубликовано: 11.07.2017 Бюл. № 20

Адрес для переписки:

620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19, УрФУ,
Центр интеллектуальной собственности, Марк
Т.В.

(72) Автор(ы):

Носков Владислав Яковлевич (RU),
Иванов Вячеслав Элизбарович (RU),
Игнатков Кирилл Александрович (RU),
Кудинов Сергей Иванович (RU),
Гусев Андрей Викторович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего
образования "Уральский федеральный
университет имени первого Президента
России Б.Н. Ельцина" (RU)

(56) Список документов, цитированных в отчете

о поиске: RU2345379 C1, 27.01.2009.
RU2172965 C1, 27.08.2001. SU1236906 A2,
20.02.1997. US4107630 A, 15.08.1978.
US5032843 A, 16.07.1991.

(54) АВТОДИННЫЙ ПРИЁМОПЕРЕДАТЧИК СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

(57) Реферат:

Изобретение относится к радиотехнике, в частности к радиолокации с активным ответом, и может быть использовано в аэрологических радиозондах систем радиозондирования атмосферы для измерения наклонной дальности до радиозонда импульсным методом, пеленгации по угловым координатам и передачи телеметрической информации на одной несущей частоте. Задача, на решение которой направлено заявляемое изобретение, состоит в увеличении чувствительности устройства в режиме приема запросного радиоимпульса, уменьшении флуктуаций временного положения, глубины и продолжительности ответной паузы, сужении спектра излучения приемопередатчика, повышении его помехозащищенности от воздействия активных помех и упрощении

настройки устройства. Технический результат достигается тем, что в предлагаемом устройстве, содержащем СВЧ генератор и связанную с ним приемопередающую антенну, СВЧ генератор выполнен с возможностью электрического управления частотой и к нему подключены последовательно соединенные блок выделения автодинного сигнала, усилитель, обнаружитель запросного сигнала и формирователь импульса ответной паузы. При этом выход формирователя импульсов ответной паузы связан с СВЧ генератором. Обнаружитель запросного сигнала состоит из последовательно соединенных полосового фильтра, линейного детектора, компаратора и временного селектора запросных импульсов. 3 з.п. ф-лы, 1 ил.

RU 2 6 2 4 9 9 3 C 1

RU 2 6 2 4 9 9 3 C 1