

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Экз. № \_\_\_\_

ЗЕБЕК Станислав Евгеньевич

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ  
МЕТОДА ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ

05.11.13 — Приборы и методы контроля природной среды,  
веществ, материалов и изделий

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, профессор

Гимпилевич Юрий Борисович

Севастополь — 2020

## СОДЕРЖАНИЕ

Список основных сокращений.....	4
Введение.....	5
1. Анализ методов и средств измерения комплексного коэффициента отражения микроволновых узлов.....	17
1.1. Основные характеристики микроволновых двухполюсников.....	17
1.2. Анализ методов измерения параметров микроволновых узлов.....	21
1.3. Схемы и алгоритмы, реализующие интерференционный метод измерения.....	28
1.4. Выводы по первому разделу.....	34
2. Разработка и исследование квадратурного способа измерения комплексного коэффициента отражения.....	36
2.1. Разработка математической модели квадратурного способа измерения при однозондовом анализе поля в линии передачи.....	36
2.2. Разработка математической модели квадратурного способа измерения при двухзондовом анализе поля в линии передачи.....	49
2.3. Оценка метрологических возможностей квадратурного способа измерения комплексного коэффициента отражения.....	60
2.4. Автоматизация измерительной процедуры.....	77
2.5. Выводы по второму разделу.....	83
3. Разработка алгоритмов обработки измерительной информации.....	85
3.1. Спектрометрический алгоритм обработки результатов амплитудного анализа в автоматическом измерителе с опорным каналом.....	85
3.2. Синтез цифровых узкополосных фильтров.....	89
3.3. Оценка эффективности спектрометрического алгоритма обработки информации при использовании узкополосного фильтра.....	95
3.4. Разработка алгоритма обработки результатов фазового анализа в автоматическом измерителе с опорным каналом.....	97

3.5. Аналитическое решение системы измерительных уравнений для автоматического измерителя на основе двух квадратурных детекторов ...	99
3.6. Численное решение системы измерительных уравнений для автоматического измерителя на основе двух квадратурных детекторов..	102
3.7. Выводы по третьему разделу .....	105
4. Результаты экспериментальных исследований.....	107
4.1. Разработка экспериментальных образцов измерительных устройств ...	107
4.2. Экспериментальное определение погрешностей измерения.....	115
4.3. Выводы по четвертому разделу .....	123
Заключение .....	125
Библиографический список .....	129
Приложение А. Моделирование методической погрешности квадратурного способа измерения при фазовом анализе .....	139
Приложение Б. Моделирование методической погрешности квадратурного способа измерения при амплитудном анализе.....	143
Приложение В. Расчет погрешности, вызываемой неидеальностью зонда, при анализе фазового распределения.....	149
Приложение Г. Оценка эффективности спектрметрического алгоритма обработки информации при использовании узкополосного фильтра.....	160
Приложение Д. Акты внедрения .....	164

**СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ**

АО	—	амплитудный ограничитель
БВ	—	блок вычисления
БКО	—	блок квадратурной обработки
БО	—	блок обработки
БУ	—	блок управления
ВАХ	—	вольт-амперная характеристика
ГСВЧ	—	генератор сверхвысокой частоты
ИЛ	—	измерительная линия
ИО	—	измеритель отношений
К	—	коммутатор СВЧ
КД	—	квадратурный детектор
ККО	—	комплексный коэффициент отражения
КСВН	—	коэффициента стоячей волны по напряжению
ЛП	—	линия передачи
Н	—	нагрузка
НЗ	—	ненаправленный зонд
НИР	—	научно-исследовательская работа
НО	—	направленный ответвитель
НП	—	нелинейный преобразователь
ОЛП	—	отрезок линии передачи
СВЧ	—	сверхвысокая частота
СКО	—	средне квадратичное отклонение
СМ	—	смеситель
УУ	—	устройство управления
ФВ	—	фазовращатель
ФНЧ	—	фильтр нижних частот

## ВВЕДЕНИЕ

### Актуальность темы исследования

В современном мире микроволновая техника широко используется в народном хозяйстве. На ее основе строятся: системы космического телевидения, радиосвязи, радиолокации и навигации; приборы микроволнового встроенного контроля параметров технологических процессов и окружающей среды; медицинское оборудование и многое другое.

Для тестирования параметров и настройки этих систем и приборов на стадиях проектирования, изготовления и эксплуатации используют измерители комплексных параметров (коэффициентов отражения и передачи) узлов микроволнового тракта. Значительный вклад в развитие измерений комплексных параметров микроволновых узлов внесли российские и зарубежные ученые: Бова Н.Т., Бокринская А.А., Бондаренко И.К., Механиков А.И., Петров В.П., Никулин С.М., Чупров И.И., Гимпилевич Ю.Б., Савелькаев С.В., Рясный Ю.В., Пальчун Ю.А., Хворостов Б.А., Афонин И.Л. Beatty R.W., Engen G.F., Hoer C.A., Woods D., Somlo P.I., Williams M.L. и др.

Совершенствование метрологических и эксплуатационных характеристик измерителей комплексных параметров микроволновых узлов является стратегической задачей, стоящей перед радиоэлектронной отраслью.

В настоящее время для измерения комплексных параметров микроволновых узлов широкое применение находят так называемые векторные анализаторы цепей, которые серийно выпускаются в развитых странах (США, Германия, Япония, Россия, Китай, Великобритания и др.) [1—6]. Эти приборы обладают большой широкополосностью, многофункциональностью и высокими метрологическими характеристиками. Однако существенным недостатком этих приборов является их высокая стоимость, которая может достигать нескольких десятков миллионов рублей. Этот недостаток ограничивает применение таких анализаторов в промышленности, особенно на малых предприятиях, а также в образовательной сфере (колледжи, университеты). Кроме того, векторные анализаторы цепей обладают значительными габари-

тами и массой, что исключает их использование для целей встроенного контроля параметров СВЧ трактов радиотехнических систем, а также для целей микроволнового контроля параметров различных технологических процессов.

Для целей встроенного и технологического микроволнового контроля находят применение измерительные устройства, построенные на основе методов прямого детектирования с использованием квадратичных СВЧ диодов [7—9]. Принцип действия этих устройств основан на анализе амплитудного распределения электромагнитной волны в линии передачи. Такие устройства обладают малыми габаритами и массой, что позволяет встраивать их в требуемом количестве в различных участках микроволнового тракта без существенного влияния на массогабаритные характеристики последнего. Недостатком таких устройств является невысокая точность измерений, поскольку применяемые для амплитудного детектирования СВЧ диоды имеют малый динамический диапазон квадратичного детектирования (порядка 30...40 дБ). Это приводит к существенной погрешности измерения, а также к резкому уменьшению точности (и даже невозможности проведения измерений) при изменении мощности в СВЧ линии передачи в широких пределах.

Таким образом, создание измерителей комплексных параметров микроволновых устройств, которые свободны от указанных выше недостатков, является важной и актуальной народно-хозяйственной задачей, решению которой посвящена диссертация.

### **Цель диссертационной работы**

Целью диссертационной работы является разработка и исследование измерительных микроволновых устройств на основе метода прямого преобразования частоты, ориентированных на применение в условиях встроенного контроля параметров СВЧ трактов радиотехнических систем и технологических процессов, которые обладают повышенной точностью, малыми габаритами и массой, а также низкой себестоимостью.

## **Основные задачи исследования**

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

— анализ известных методов определения комплексных параметров микроволновых узлов с целью выбора направления исследований, обеспечивающего достижение поставленной цели;

— разработка и исследование нового способа измерения комплексного коэффициента отражения микроволновых узлов на основе метода прямого преобразования частоты путем квадратурного синхронного детектирования ответвляемых из первичной линии передачи сигналов;

— разработка математических моделей квадратурного способа измерения и измерительных устройств на его основе при однозондовом и двухзондовом анализе поля в линии передачи;

— разработка способов автоматизации измерительной процедуры и алгоритмов обработки измерительной информации, получаемой на выходах квадратурных демодуляторов;

— синтез узкополосных цифровых фильтров, обеспечивающих повышенную помехозащищенность измерительного канала и оценка времени установления процессов на выходах этих фильтров;

— оценка метрологических возможностей квадратурного способа измерения;

— разработка макетных образцов измерительного оборудования;

— проведение экспериментальных исследований с целью подтверждения основных теоретических результатов.

## **Объект исследования**

Объектом исследования является процесс распространения электромагнитной волны в рассогласованной линии передачи.

## **Предмет исследования**

Предметом исследования являются квадратурный способ определения комплексных параметров микроволновых узлов, измерительные устройства и алгоритмы обработки измерительной информации, реализованные на основе этого способа.

## **Новые научные результаты**

В работе получены следующие новые научные результаты:

1. Предложен новый способ измерения комплексного коэффициента отражения, на основе метода прямого преобразования частоты путем квадратурного синхронного детектирования высокочастотных колебаний, ответвляемых из первичной линии передачи (квадратурный способ измерения). Способ защищен патентом РФ на изобретение.

2. Разработаны математические модели квадратурного способа измерения при однозондовом и двухзондовом анализе электромагнитного поля в линии передачи и получены основные соотношения для расчетов модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения на основе анализа как амплитудного, так и фазового распределений электромагнитной волны в линии передачи.

3. Разработаны новые измерительные устройства для определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения, построенные на основе предложенного квадратурного способа. Новизна подтверждена патентом РФ на полезную модель.

4. Проведена оценка метрологических возможностей разработанного квадратурного способа измерения. При этом получены соотношения для расчета методической погрешности измерения, вызываемой неидеальностью квадратурного детектора, а также проведено исследование влияния неидеальности зонда на фазовое распределение электромагнитной волны в линии передачи и оценены погрешности, вызываемые этим фактором.

5. Разработан спектральный алгоритм обработки измерительной ин-



формации на основе дискретного преобразования Фурье отсчетов амплитудного распределения электромагнитного поля в линии передачи и предложен метод коррекции мультипликативной погрешности, основанный на использовании четвертой гармоники спектра дискретного сигнала.

6. Предложены способы автоматизации измерительной процедуры на основе многозондовой измерительной линии и разработаны алгоритмы решения различных систем измерительных уравнений относительно искомых параметров. При этом для случая использования двух квадратурных детекторов с инвариантными входами получено аналитическое решение в предположении отсутствия невязок, а также показана возможность численного решения с минимизацией среднеквадратической ошибки в случае наличия невязок.

### **Практическая значимость исследования**

Практическая значимость работы состоит в следующем:

1. Теоретические и экспериментальные исследования, проведенные в работе, доказывают возможность создания на основе квадратурного способа измерения высокоточных измерительных микроволновых устройств, которые обладают конструктивной простотой, малыми габаритами, массой и низкой себестоимостью. Это открывает широкие возможности использования таких приборов в промышленности, образовательных организациях и делает их незаменимыми при реализации задач встроенного контроля параметров СВЧ трактов радиотехнических систем и задач мониторинга технологических процессов и окружающей среды. Внедрение таких средств повышает эффективность использования радиотехнических систем и снижает затраты на ремонтно-восстановительные работы.

2. Полученные в работе аналитические зависимости, связывающие особенности амплитудного и фазового распределений электромагнитной волны в линии передачи с параметрами измеряемого микроволнового узла, а также исследования метрологических характеристик измерительных устройств,

позволяют создать методики инженерного проектирования этих устройств, вплоть до миллиметрового диапазона волн.

3. Разработанные в диссертации алгоритмы обработки измерительной информации при практической реализации предполагают использование средств цифровой обработки (цифровых сигнальных процессоров, микроконтроллеров, программируемых логических интегральных схем и др.), что открывает возможность создания систем автоматического контроля и диагностики сложных микроволновых трактов с большим числом измерительных устройств (датчиков), размещенных в различных сечениях тракта. Это особенно актуально при решении задач дистанционного контроля и диагностики СВЧ трактов безэкипажных космических аппаратов, судов и других объектов, в том числе находящихся в агрессивных средах.

### **Личный вклад**

Работа является самостоятельным исследованием. Основные результаты получены автором самостоятельно при методической помощи со стороны руководителя. Вклад автора состоит в постановке задач исследования, получении основных теоретических результатов, разработке алгоритмов и программ обработки измерительной информации, проведении моделирования, создании макетных образцов и проведении всех экспериментальных исследований. Соавторы в работах [10, 11] принимали участие в изготовлении элементов конструкций макетных образцов измерительных устройств, их настройке и в обработке результатов экспериментов.

### **Методы исследования**

При выполнении диссертационной работы использованы следующие методы:

- теория длинных линий;
- теория спектрального анализа дискретных сигналов;
- методы линейной алгебры;

- теория погрешностей;
- матричный метод анализа микроволновых схем;
- методы решения систем нелинейных уравнений;
- компьютерное моделирование;
- экспериментальные исследования.

### **Достоверность**

Достоверность результатов работы обеспечивается адекватным применением математического аппарата и путем сравнения результатов теоретических исследований с результатами компьютерного моделирования и результатами экспериментальных исследований разработанных и изготовленных макетных образцов измерительных устройств. При этом экспериментальное определение погрешностей измерения осуществлялось с использованием образцовых мер полного сопротивления, дополнительно аттестованных с помощью высокоточного поверенного анализатора цепей в дискретных точках частотного диапазона, на которых проведены эксперименты.

### **Апробация работы**

Основные результаты исследований по теме диссертации были представлены и обсуждались на следующих научно - технических конференциях: 24-й ... 29-й Международных научно - технических конференциях «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии (Севастополь, КрыМиКо, 2014—2019); 8-ой...14-ой Международных молодежных научно-технических конференции “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (Севастополь, 2012—2018); 6-й ... 8-й Международных научно - технических конференциях «Проблемы телекоммуникаций» (Киев, 2012...2014); 16-м и 17-м Международных молодежных форумах «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке» (Харьков, 2012-2013).

### **Внедрение результатов работы**

Результаты диссертационной работы внедрены на следующих предприятиях: ООО «Уранис» г. Севастополь; «Испытательный центр «Омега» — филиал ФГУП НИИ Радио, г. Севастополь; АО «КБ радиосвязи», г. Севастополь; ООО «Марлин-Юг», пгт. Матвеев курган, Ростовская область; ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет» при выполнении НИР «Разработка интегральной схемы микроволнового диапазона частот для диаграммобразующих модулей АФАР на основе кремниевой технологий» в рамках проектной части госзадания в Инжиниринговом центре СевГУ и в учебном процессе кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности.

### **Публикации**

По теме диссертации опубликовано 24 печатные работы, в том числе: 5 статей в журналах и изданиях, включенных в Перечень ВАК РФ и приравненных к ним (п.10 Постановления Правительства РФ №723 от 30.07.2014 г.); 17 работ в материалах Международных конференций, одна из которых индексируется в SCOPUS; 2 патента РФ.

### **Основные положения, выносимые на защиту**

1. Квадратурный способ измерения комплексного коэффициента отражения, основанный на методе прямого преобразования частоты путем квадратурного синхронного детектирования ответвляемых из линии передачи микроволновых колебаний, обеспечивает расширение динамического диапазона изменения уровня мощности в тракте не менее чем на 30 дБ по отношению к известному способу, основанному на квадратичном амплитудном детектировании (получен патент РФ на способ измерения).

2. Микроволновые измерительные устройства и их математические модели, реализующие квадратурный способ измерения при однозондовом и двухзондовом анализе поля в линии передачи обеспечивают методическую

погрешность измерения модуля и аргумента ККО не превышающую 0,54% и  $0,2^0$  при фазовом анализе и 0,01% и  $0,15^0$  при амплитудном анализе, а также дополнительное повышение точности измерения из-за усреднения оценок за счет избыточности (получен патент РФ на полезную модель).

3. Метод автоматизации квадратурного способа измерения комплексных параметров микроволновых узлов на основе четырехзондовой измерительной линии и двух квадратурных детекторов с инвариантными входами, на которые попарно подаются сигналы с зондов, а результат измерения получают путем алгоритмической обработки выходных сигналов квадратурных детекторов, обеспечивает 1,5-2 кратное уменьшение габаритов и массы СВЧ части автоматических измерительных устройств встроенного микроволнового контроля, используемых в промышленности, медицине, метрологии и др.

4. Спектрометрический алгоритм обработки измерительной информации, основанный на проведении дискретного преобразования Фурье с предварительной узкополосной фильтрацией дискретной последовательности, состоящей из отсчетов амплитудного распределения электромагнитного поля в линии передачи, получаемого в результате квадратурной обработки, устраняет мультипликативную погрешность и обеспечивает уменьшение СКО выходного шума не менее, чем в 4 раза.

5. Алгоритм аналитического решения системы измерительных уравнений позволяет определить модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения и уровень падающей мощности в СВЧ тракте в автоматическом режиме по результатам квадратурного синхронного детектирования при отсутствии или незначительной величине (менее 1%) невязок.

6. Алгоритм численного решения системы измерительных уравнений позволяет определить модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения, а также уровень падающей мощности в СВЧ тракте с минимизацией среднеквадратической ошибки при наличии существенных невязок (более 1%) и допускающий нулевые начальные приближения для переменных.

### **Объем и структура работы**

Диссертация состоит из введения, четырех разделов, заключения, библиографического списка и приложений. Общий объем диссертации — 168 страниц, из них 138 основного текста, включая 48 иллюстрации и 8 таблиц. Библиографический список содержит 84 наименования.

### **Основное содержание работы**

Во **введении** обосновывается актуальность исследований, формулируется цель, ставятся задачи, отражаются научная новизна и практическая значимость представляемой работы, формулируются основные положения, выносимые на защиту.

**Первый раздел** посвящен анализу известных методов определения комплексных параметров микроволновых узлов с целью выбора направления исследований, обеспечивающего достижение поставленной цели. В результате анализа показана целесообразность разработки нового способа измерения и измерительных устройств на его основе с использованием прямого преобразования частоты ответвляемых из линии передачи СВЧ сигналов.

**Второй раздел** посвящен разработке и исследованию квадратурного способа измерения комплексного коэффициента отражения. В этом разделе разработаны математические модели квадратурного способа измерения при однозондовом и двухзондовом анализе поля в линии передачи, на основе которых созданы структурные схемы измерительных устройств. Получены основные аналитические соотношения, позволяющие осуществить расчет модуля и аргумента ККО на основе результатов квадратурного детектирования при однозондовом и двухзондовом анализе.

Проведен анализ метрологических возможностей квадратурного способа измерения. При этом получены соотношения для расчета и получены числовые оценки методической погрешности. Также проведен анализ влияния параметров ответвляющего зонда на фазовое распределение электромагнитной

волны в линии передачи и оценены погрешности измерений, вызываемые этим фактором.

Показана возможность автоматизации квадратурного способа измерения ККО микроволновых двухполюсников путем применения четырехзондовой измерительной линии. Рассмотрены два варианта автоматических измерительных устройств: первый — с опорным каналом, одним квадратурным детектором и переключаемыми с помощью СВЧ коммутатора зондами; второй — без опорного сигнала с двумя квадратурными детекторами с инвариантными входами. Разработана математическая модель измерительной процедуры для второго варианта и получена система нелинейных, относительно искомым параметров, измерительных уравнений.

**Третий раздел** посвящен разработке алгоритмов обработки измерительной информации.

Для обработки измерительной информации, полученной при амплитудном анализе разработан спектрметрический алгоритм, который позволяет с помощью дискретного преобразования Фурье определить амплитуды и начальной фазы гармоник сформированной дискретной последовательности и по ним рассчитать модуль и аргумент ККО. Коррекцию мультипликативной погрешности предложено осуществлять с использованием четвертой гармоники этого сигнала. С целью проведения узкополосной обработки измерительной информации проведен синтез цифровых узкополосных фильтров первой и четвертой гармоник методом инвариантной импульсной характеристики. Это позволяет уменьшить влияние шумов на результат измерения, то есть повышает точность.

**В четвертом разделе** представлены результаты экспериментальных исследований. На основе разработанного квадратурного способа измерения ККО проведена разработка макетных образцов двух измерительных установок, в которых реализованы однозондовый и двухзондовый принципы анализа поля электромагнитной волны в линии передачи.

Экспериментальные измерения проводились на частоте  $f = 1,5$  ГГц (длина волны  $\lambda = 20$  см). при перемещении подвижной платформы вдоль линии передачи на расстояние, равном длине волны. В качестве образцовых нагрузок использовались меры КСВН второго разряда ЭК9-180, дополнительно аттестованных с помощью векторного анализатора СВЧ цепей *Agilent* 87050.

Экспериментальные исследования подтвердили теоретические результаты, полученные на основе разработанной математической модели квадратурного способа измерения.

**В заключении** приводятся основные результаты и выводы по диссертационному исследованию.

**В приложениях** представлены листинги разработанных программ и акты внедрения результатов диссертационного исследования



## **1. АНАЛИЗ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ УЗЛОВ**

В разделе проведен обзор методов и средств измерения ККО микроволновых узлов. Проанализированы преимущества и недостатки известных технических решений с точки зрения возможностей их применения для целей встроенного микроволнового контроля. Показано, что достижение поставленной цели исследования возможно путем применения метода прямого преобразования частоты для целей детектирования высокочастотных сигналов, ответвляемых из линии передачи.

### **1.1. Основные характеристики микроволновых двухполюсников**

Для передачи электромагнитной энергии от источника (генератора) к нагрузке, представляющей собой двухполюсное устройство, используют микроволновые линии передачи [7, 8, 12]. Широкое применение в микроволновом диапазоне волн нашли линии передачи следующих типов: коаксиальные линии передачи; полосковые линии передачи; металлические волноводы с различными формами поперечного сечения; диэлектрические волноводы.

Топология передающего микроволнового тракта радиоэлектронной системы может быть весьма сложной. Обычно тракт состоит из генератора СВЧ колебаний, регулярных отрезков линии передачи, соединяющих различные элементы проходного типа и оконечного устройства (нагрузки). Элементы тракта проходного типа представляют собой многополюсные устройства, например: вентили, направленные ответвители, усилительные модули, изгибы, скрутки, трансформаторы сопротивлений, мосты и пр. В качестве оконечных устройств используют согласованные и рассогласованные нагрузки, различные виды антенн и антенных систем, которые обеспечивают излучение электромагнитной волны в окружающее пространство.

Можно считать, что в произвольном сечении СВЧ тракт нагружен на эквивалентный микроволновый двухполюсник. Это позволяет осуществлять

мониторинг состояния тракта с помощью измерительных преобразователей (датчиков), размещенных в нескольких сечениях тракта и измеряющих параметры эквивалентных двухполосников в этих сечениях.

### 1.1.1. Комплексный коэффициент отражения микроволнового двухполосника

На рисунке 1.1 представлен микроволнового тракта радиотехнической системы в укрупненном виде. Генератор СВЧ (ГСВЧ) возбуждает в регулярной линии передачи (ЛП) падающую волну с комплексной амплитудой  $\dot{E}_n$ , которая распространяется в направлении микроволнового двухполосника, который в дальнейшем будем называть нагрузкой (Н).

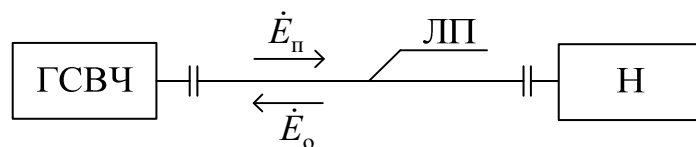


Рисунок 1.1 — Микроволновый тракт радиотехнической системы

Из-за рассогласования нагрузки Н с линией передачи ЛП в последней возникает отраженная волна с комплексной амплитудой  $\dot{E}_o$ , распространяющаяся в сторону ГСВЧ. В линии передачи происходит интерференция падающей и отраженной волн. Далее рассмотрим линию передачи без потерь. Комплексная амплитуда суммарной волны  $\dot{E}$  определяется как сумма комплексных амплитуд падающей  $\dot{E}_n$  и отраженной  $\dot{E}_o$  волн [7]:

$$\dot{E} = \dot{E}_n \left( 1 + \frac{\dot{E}_o}{\dot{E}_n} \right). \quad (1.1)$$

Для количественной характеристики степени рассогласования линии передачи с нагрузкой вводится понятие комплексного коэффициента отражения (ККО)  $\dot{\Gamma}$ , который определяется как отношение комплексной амплитуды отраженной волны к комплексной амплитуде падающей волны [ 7, 13, 14, 15]

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{E}_o}{\dot{E}_n} = |\dot{\Gamma}| e^{j\varphi}, \quad (1.2)$$

где  $|\dot{\Gamma}|, \varphi$  — модуль и аргумент ККО соответственно.

Из (1.2) следует

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{E_o}{E_n}; \quad (1.3)$$

$$\varphi = \varphi_o - \varphi_n, \quad (1.4)$$

где  $E_o$  и  $E_n$  — амплитуды отраженной и падающей волн;  $\varphi_o, \varphi_n$  — начальные фазы отраженной и падающей волн.

Таким образом, модуль ККО — это отношение амплитуд, а аргумент ККО — это разность начальных фаз падающей и отраженной волн [9].

С учетом (1.2) формула (1.1) переписывается в виде

$$\dot{E} = \dot{E}_n (1 + \dot{\Gamma}). \quad (1.5)$$

ККО можно выразить через комплексное сопротивление нагрузки  $\underline{z}_n$  и волновое сопротивление линии передачи  $z_b$  следующим образом [8]

$$\dot{\Gamma} = \frac{\underline{z}_n - z_b}{\underline{z}_n + z_b}. \quad (1.6)$$

Существует три режима работы линии передачи: режим бегущей волны; режим стоячей волны; режим смешанной волны.

**Режимом бегущей волны** называется режим работы, при котором в линии передачи распространяется только падающая волна, то есть отраженная волна отсутствует ( $\dot{E}_o = 0$ ). Этот режим возможен лишь в случае, при котором микроволновый двухполюсник идеально согласован с линией передачи, то есть сопротивление нагрузки  $\underline{z}_n$  равно волновому сопротивлению  $z_b$  [8]. При этом ККО равен нулю, что следует из формулы (1.6).

**Режимом стоячей волны** называется режим работы, при котором амплитуды отраженной и падающей волн равны ( $E_o = E_n$ ). Режим стоячей волны может возникать при коротком замыкании, холостом ходе, а также при чисто реактивной нагрузке. В этих случаях модуль ККО будет равен единице, что следует из формулы (1.3).

**Режимом смешанной волны** называется режим, при котором в линии передачи существуют как падающая, так и отраженная волны с различными амплитудами. При этом модуль ККО в соответствии с (1.3) будет находиться в пределах  $0 < |\dot{\Gamma}| < 1$ .

### 1.1.2. Коэффициент стоячей волны по напряжению

На практике часто используют понятие коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН),  $K_{стU}$ . Эта величина определяется как отношение максимального  $U_{max}$  и минимального  $U_{min}$  значений амплитуд суммарной волны в линии передачи [ 7, 13, 14, 15 ]

$$K_{стU} = \frac{E_{max}}{E_{min}}. \quad (1.7)$$

Учитывая, что в пучностях падающая и отраженная волны синфазны, а в узлах — противофазны, получаем

$$E_{max} = E_n + E_o. \quad (1.8)$$

$$E_{min} = E_n - E_o. \quad (1.9)$$

Подставляя (1.8) и (1.9) в выражение (1.7) и учитывая (1.3), получаем [7, 13, 14, 15]

$$K_{стU} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|}. \quad (1.10)$$

Так как величина  $|\dot{\Gamma}|$  изменяется от нуля до единицы, то КСВН при этом будет изменяться от 1 до бесконечности. Причем единице соответствует полное согласование с нагрузкой (режим бегущей волны), а бесконечности полное отражение от нагрузки (режим стоячей волны).

Зная КСВН можно определить модуль ККО. Для этого выразим эту величину из этой формулы (1.10), что дает [7, 13, 14]

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{K_{сгU} - 1}{K_{сгU} + 1}. \quad (1.11)$$

Иногда вместо КСВН используют понятие коэффициент бегущей волны (КБВ), которое вводится как величина, обратная КСВН. Значения КБВ лежат в диапазоне от единицы (полное согласование) до нуля (полное отражение).

## 1.2. Анализ методов измерения параметров микроволновых узлов

### 1.2.1. Классификация методов измерения

В зависимости от вида зондирующего сигнала методы измерения параметров микроволновых узлов можно разбить на два больших класса: методы измерения в частотной области и методы измерения во временной области (рисунок 1.2).

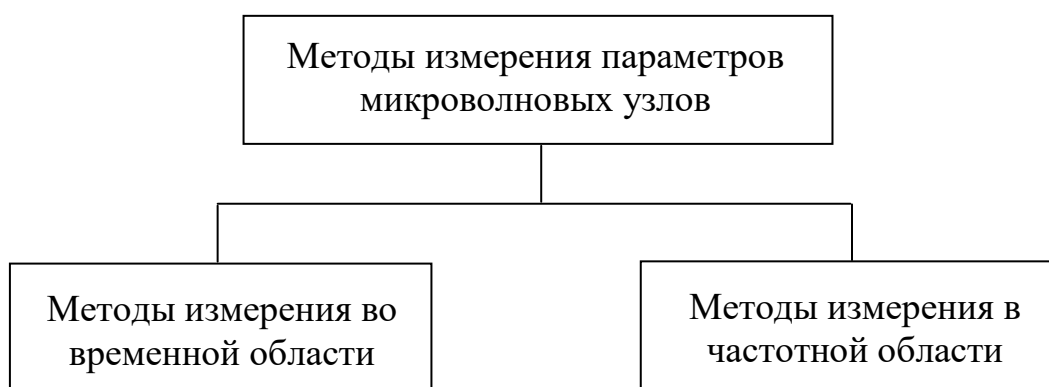


Рисунок 1.2. — Классификация методов измерения по виду зондирующего сигнала

### **1.2.1.1. Методы измерения во временной области**

Эти методы реализуются путем локации СВЧ тракта короткими импульсами, либо перепадами напряжения с весьма малой длительностью фронта [16]. При этом отраженные от неоднородностей сигналы поступают в приемник и подвергаются обработке, в результате которой формируется временная рефлектограмма, позволяющая определить пространственную структуру неоднородностей в микроволновом тракте. Применение прямого преобразования Фурье к результатам зондирования позволяет получить информацию о частотных характеристиках микроволнового тракта [17].

Временные методы, несмотря на удобство и возможность обработки информации в реальном масштабе времени, не могут служить основой для построения приборов для целей микроволнового встроенного контроля и диагностики. Это связано с жесткими требованиями на вид зондирующего сигнала. При таком подходе исключается возможность использования штатного генератора радиотехнической системы в качестве источника измерительного сигнала.

### **1.2.1.2. Методы измерения в частотной области**

Методы измерения в частотной области основаны на применении в качестве зондирующих сигналов квазигармонических колебаний, как без модуляции, так и с различными видами модуляции [7,18].

Применение в качестве зондирующего сигнала колебания с линейным изменением частоты в широком диапазоне (широкополосное зондирование) дает возможность измерить частотные характеристики СВЧ тракта [19].

В частном случае зондирующий сигнала может представлять собой гармоническое колебание постоянной частоты (узкополосное зондирование), что позволяет определить параметры тракта на этой частоте [20, 21]. Поэтому методы измерения в частотной области могут быть положены в основу разрабатываемых микроволновых средств встроенного контроля [22— 25] по-

скольку в современной радиоэлектронной системе используют, как правило, ряд дискретных несущих частот, которые выбирают в процессе эксплуатации для реализации требуемых задач.

Методы измерений в частотной области [22, 23, 26, 27] можно разбить на две группы: методы измерения на основе преобразования частоты; методы измерения без преобразования частоты, которые называют также методами прямого детектирования (рисунок 1.3).

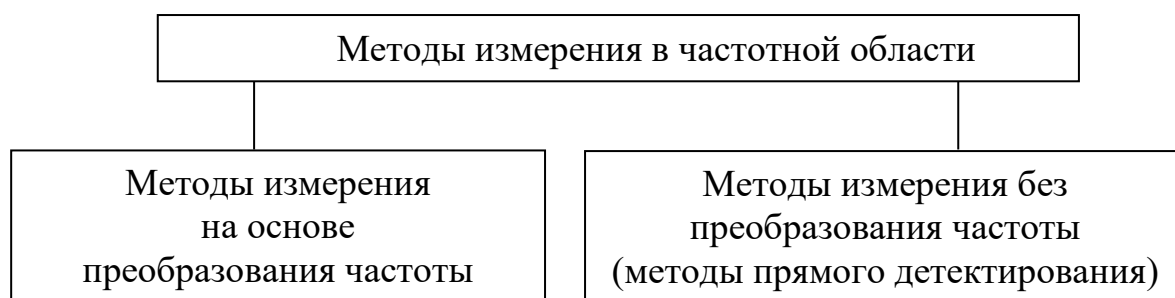


Рисунок 2.3 — Классификация методов измерения в частотной области

**Методы измерения на основе преобразования частоты** базируются на принципе супергетеродинного приема, реализация которого предполагает переход измерительных сигналов на промежуточную частоту. Измерители комплексных параметров, реализованные на основе методов с преобразованием частоты обладают такими свойствами как: высокая чувствительность, широкий динамический диапазон, широкополосность и др. [19,28,29,30]. На основе этих методов созданы векторные анализаторы микроволновых цепей [1— 4, 19, 28]. Однако, значительные габариты и масса приборов, построенных на основе этих методов, исключают возможность их использования для целей микроволнового встроенного контроля и диагностики.

**Методы прямого детектирования** характеризуются тем, что функциональные преобразования измерительных сигналов выполняют на низкой частоте. При этом переход на низкую частоту осуществляют путем прямого детектирования СВЧ сигналов, несущих информацию об измеряемом микроволновом узле [8, 13, 32, 40, 56]. Эти методы основаны на том, что сначала

измеряются мощности волн на выходах микроволновых преобразователей, а затем полученные результаты обрабатываются с целью извлечения информации о параметрах измеряемого узла. Классификация методов прямого детектирования представлена на рисунке 1.4.

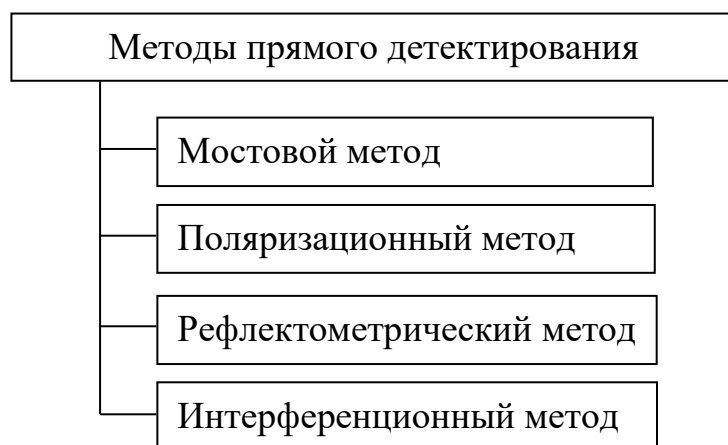


Рисунок 1.4 — Классификация методов прямого детектирования

Методы прямого детектирования можно разбить на четыре вида: мостовой метод; поляризационный метод; рефлектометрический метод [7, 8, 13, 34]; интерференционный метод.

**Мостовой метод** [8, 19, 35, 36, 37] основан на использовании мостовых гибридных соединений. На основе мостов созданы измерители типа компараторов, которые осуществляют сравнение электрических свойств измеряемого объекта со свойствами эталонной меры. Так в двойных Т-образных мостах измерение обеспечивают применением перестраиваемых эталонных мер, что приводит к трудностям автоматизации. Применение мостовых методов связано с созданием сложных СВЧ схем. Кроме того, принцип измерения предполагает отвлечение половины полезной мощности из рабочего канала, что не соответствует требованиям к приборам встроенного контроля.

Таким образом, мостовой метод не может быть использован для целей микроволнового встроенного контроля и диагностики.



**Поляризационный метод** измерения [8, 19] основан на анализе поляризации электромагнитной волны в тракте с помощью ответвителей круговой поляризации. Известен ряд конструкций, обеспечивающих широкополосное измерение комплексных параметров.

Анализ параметров поляризационного эллипса проводят различными методами. Простейший из этих методов — метод вращающегося зонда, при котором анализ осуществляется с помощью поворотной секции [8].

Автоматизация поляризационного метода измерения достигается применением нескольких неподвижных зондов [8]. На рисунке 1.5 изображен автоматический поляризационный измеритель на основе широкополосного ответвителя круговой поляризации. Трехщелевое гибридное сочленение обеспечивает широкополосное ответвление волны с круговой поляризацией во всей полосе частот прямоугольного волновода. При этом остаточный осевой коэффициент не превышает 1,024 [8]. Четыре зонда вводят в круглый волновод в плоскости поляризационного эллипса под углом  $45^\circ$  друг относительно друга.

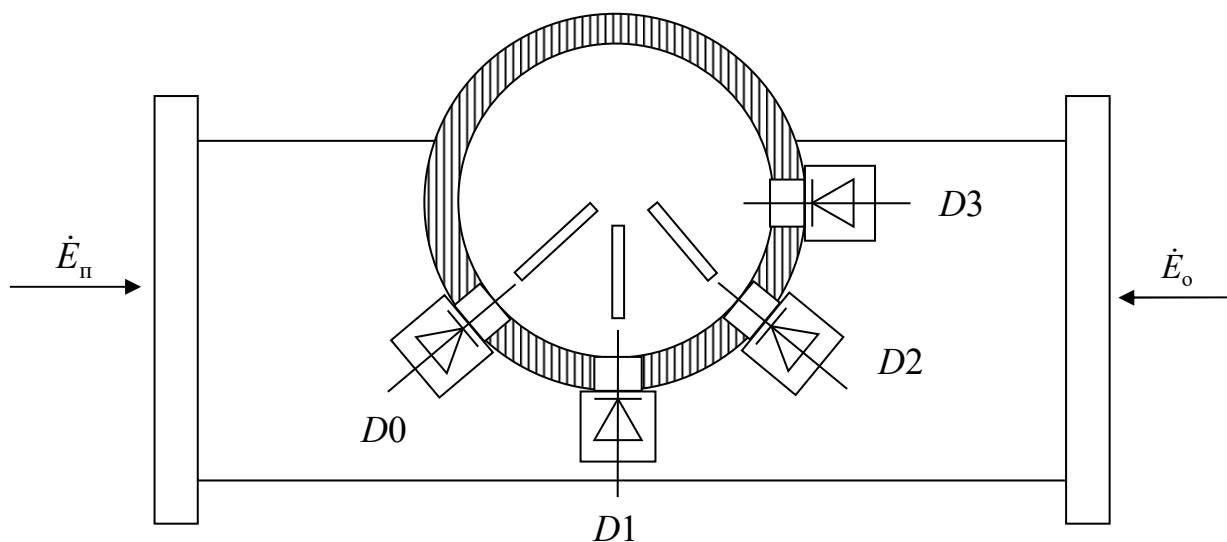


Рисунок 1.5 — Автоматический измеритель поляризационного типа

Высокочастотные сигналы, наведенные на зондах, детектируются с помощью четырех детекторных секций  $D0...D3$ , СВЧ диоды которых работают

в квадратичном режиме. Дальнейшая обработка напряжений, снимаемых с детекторных секций, позволяет определить модуль и аргумент ККО. Применение этого измерителя позволяет проводить измерение в широкой полосе частот. Однако достижение высокой точности измерений не представляется возможным, поскольку введение в круглый волновод четырех зондов приводит к существенным искажениям поляризационной картины и, как следствие, к существенному увеличению погрешностей измерений.

Таким образом, поляризационный метод измерения имеет весьма малые перспективы для реализации на его основе высокоточных средств встроенного микроволнового контроля и диагностики.

**Рефлектометрический метод** измерения основан на разделении падающей и отраженной волн [33, 14, 36, 38]. Падающую и отраженную волну разделяют с помощью направленных ответвителей или направленных мостов. Рассмотрим метод двунаправленного ответвителя, который иллюстрируется схемой, изображенной на рисунке 1.6.

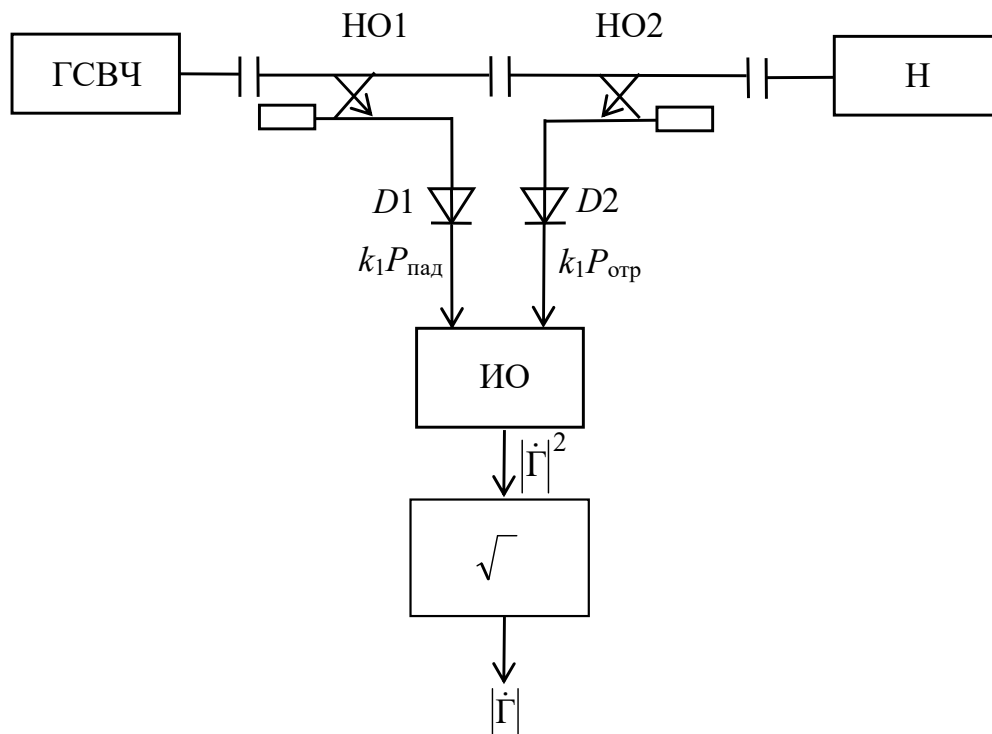


Рисунок 1.6 — Структурная схема измерителя на основе метода двунаправленного ответвителя

В тракт между ГСВЧ и нагрузкой  $N$  встраивают два направленных ответвителя (НО1 и НО2), один из которых ориентирован на падающую волну, а второй — на отраженную волну. Высокочастотные сигналы, ответвленные направленными ответвителями, амплитуды которых пропорциональны амплитудам падающей  $U_{\text{пад}}$  и отраженной  $U_{\text{отр}}$  волн, детектируются квадратичными СВЧ детекторами  $D1$  и  $D2$ . На выходах этих детекторов формируются два постоянных напряжения, пропорциональных мощностям падающей ( $k_1 P_{\text{пад}}$ ) и отраженной ( $k_1 P_{\text{отр}}$ ) волн, где  $k_1$  — коэффициент пропорциональности. Эти напряжения подаются на измеритель отношений (ИО), на выходе которого получают значение квадрата модуля ККО. Далее осуществляется извлечение квадратного корня из полученной величины, что приводит к определению модуля ККО. При реализации рефлектометрического метода возникают погрешности по следующим причинам: неидеальность направленных ответвителей; неидентичность частотных характеристик направленных ответвителей; неидентичность вольтамперных характеристик СВЧ детекторов в каналах падающей и отраженной волн; неквадратичность СВЧ детекторов.

Существенным недостатком рефлектометрического метода является невозможность измерения аргумента ККО, поскольку после амплитудного детектирования теряется информация о начальных фазах ответвленных сигналов.

Таким образом, рефлектометрический метод измерения не может быть использован для реализации цели настоящего исследования, поскольку не обеспечивает возможность измерения аргумента ККО.

**Интерференционный метод** измерения основан на анализе распределения амплитуды поля вдоль тракта [15]. Так как интерференционная картина зависит от комплексных параметров микроволнового двухполюсника, то обработка результатов анализа распределения поля позволяет определить эти параметры. Аппаратурная реализация этого метода позволяет создать на его

основе измерительные устройства, обладающие малыми габаритами, массой и невысокой ценой. Именно этими обстоятельством объясняется факт того, что известные технические решения приборов микроволнового встроенного контроля и диагностики параметров СВЧ трактов радиоэлектронных систем реализованы именно с использованием интерференционного метода измерения [7, 8, 13, 14, 15].

Таким образом, наиболее близким методом измерений по совокупности требований, предъявляемых к приборам микроволнового встроенного контроля и диагностики следует считать интерференционный метод. Поэтому в следующем параграфе проанализированы известные измерительные схемы и алгоритмы, реализующие интерференционный метод.

### 1.3. Схемы и алгоритмы, реализующие интерференционный метод измерения

#### 1.3.1. Измерительное устройство на основе подвижного зонда

В этом случае измерение проводят путем перемещения вдоль линии передачи высокочастотного вольтметра, показания которого связаны с амплитудой высокочастотного напряжения в соответствующем сечении линии [15]. Высокочастотный вольтметр обычно выполняют в виде зонда, погруженного в тракт, и СВЧ детектора (рисунок 1.7) [39].

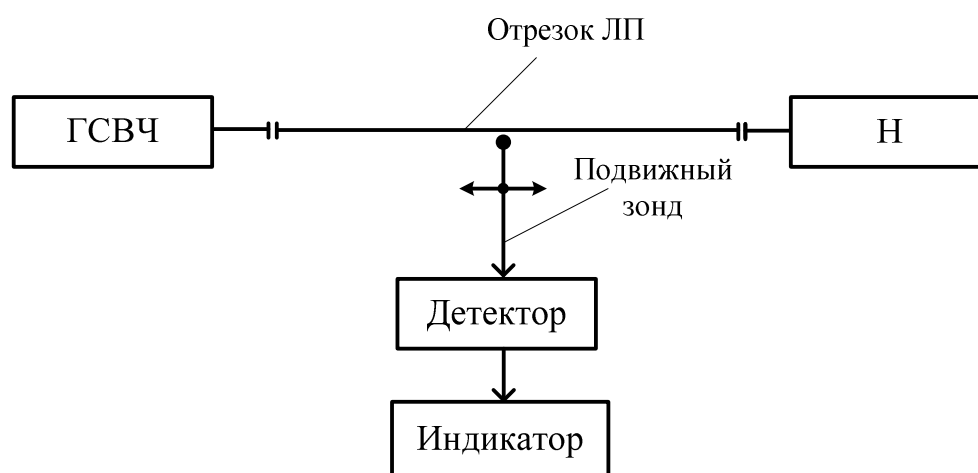


Рисунок 1.7 — Структурная схема измерительного устройства на основе подвижного зонда

Отрезок линии передачи (ЛП), вдоль которой перемещают каретку с зондом, называют измерительной линией. Для детектирования сигнала, снимаемого с зонда, используют СВЧ диоды [1]. Зависимость между током детектора  $I_{\text{дет}}$  и напряженностью поля  $E$ , подводимого от зонда к этому детектору в режиме малого сигнала носит квадратичный характер, то есть

$$I_{\text{дет}} = k_1 E^2, \quad (1.12)$$

где  $k_1$  — коэффициент преобразования детектора.

Перемещая каретку, добиваются получения максимального  $I_{\text{дет max}}$  и минимального  $I_{\text{дет min}}$  значений показаний индикатора. Взяв отношение этих токов и извлекая квадратный корень из этого отношения в соответствии с (1.7) получаем измеренное значение КСВН [7, 14]

$$K_{\text{ст}U} = \sqrt{\frac{I_{\text{дет max}}}{I_{\text{дет min}}}} = \sqrt{\frac{E_{\text{max}}^2}{E_{\text{min}}^2}} = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}}. \quad (1.13)$$

При помощи измерительной линии можно измерить аргумент  $\varphi$  ККО. Для этого необходимо определить расстояние между положением минимума  $x_{\text{min}}^0$  при коротком замыкании линии передачи в плоскости подключения нагрузки и положением минимума  $x_{\text{min}}$  при подключении измеряемой нагрузки. Формула для расчета аргумента ККО имеет вид [13]

$$\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} (x_{\text{min}} - x_{\text{min}}^0) - \pi, \quad (1.14)$$

где  $\lambda$  — длина волны в отрезке линии передачи.

Рассмотрим основные источники погрешности метода измерительной линии [14]:

1) Погрешность из-за непостоянства коэффициента связи зонда с линией передачи (порядка (0,7...3) %). Эта погрешность порождается неточностью

изготовления каретки и в основном сказывается на результате измерения модуля ККО.

2) Погрешность из-за неточного определения положения зонда (порядка  $(0,03...1)$  мм. Эта погрешность порождается остаточным люфтом каретки и неточностью отсчета положения по линейке и сказывается на результате измерения аргумента ККО.

3) Погрешность из-за неквадратичности СВЧ детектора. Этот фактор приводит к погрешности измерения модуля ККО порядка 2% , а аргумента — порядка  $2^0$  (при  $K_{стU} = 2,0$ ) [40].

Суммарная погрешность измерения модуля ККО методом измерительной линии составляет величину порядка  $(5...10)\%$ , а аргумента —  $(5...10)^0$ .

Главными недостатками измерительной линии являются [8, 35, 40]:

— трудность в автоматизации измерительного процесса, поскольку без участия человека требуется применение электромеханических приводов;

— значительные габариты и масса;

— относительная низкая точность измерений.

Таким образом, из-за указанных недостатков метод измерительной линии может быть использован только для целей периодического встроенного контроля в ручном, либо полуавтоматическом режимах.

### **1.3.2. Измерительное устройство на основе многозондовой линии**

Исключить необходимость перемещения зонда вдоль линии передачи и тем самым автоматизировать измерительную процедуру возможно путем применения нескольких неподвижных зондов [8, 43, 56]. Такой подход позволяет существенно уменьшить габариты и массу СВЧ части измерительного устройства, а также повысить точность измерений.

Рассмотрим в качестве примера (рисунок 1.8) измеритель на основе четырех неподвижных зондов [8, 13, 19]. Основу измерителя составляет четырехзондовая измерительная линия (датчик полных сопротивлений), которая

встраивается в тракт между генератором ГСВЧ и нагрузкой Н. Зонды размещены вдоль линии передачи. Расстояния между зондами выбирается равным  $\lambda/8$ . После квадратичного детектирования ответвленных высокочастотных сигналов которое осуществляется в блоке амплитудного детектирования, сигналы поступают в устройство обработки информации, в котором в результате алгоритмической обработки определяют модуль и аргумент ККО.

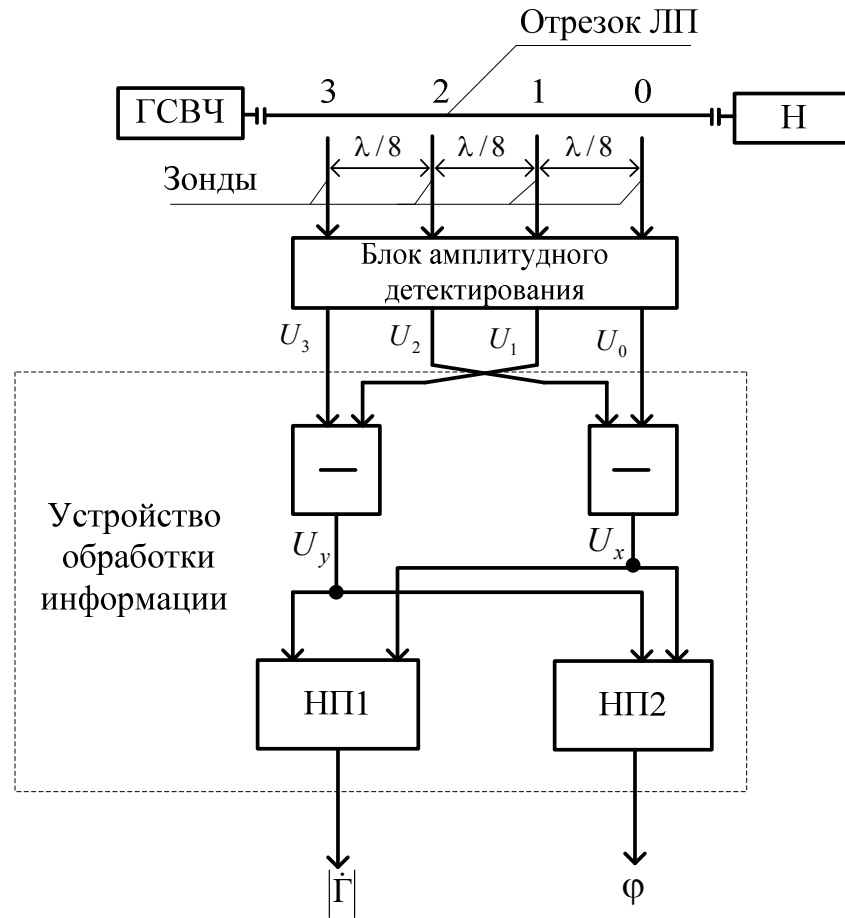


Рисунок 1.8 — Структурная схема измерительного устройства на основе четырехзондовой измерительной линии

При этом напряжения на выходах четырех детекторных секций блока амплитудного квадратичного детектирования можно записать в следующем виде [13]:

$$U_0 = KE_n^2(1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi); \quad (1.15)$$

$$U_1 = KE_n^2(1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi); \quad (1.16)$$

$$U_0 = KE_n^2(1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi); \quad (1.17)$$

$$U_1 = KE_n^2(1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi), \quad (1.18)$$

где  $K$  — коэффициент пропорциональности.

Система из четырех уравнений (1.15)...(1.18) содержит три неизвестных:  $|\dot{\Gamma}|$ ,  $\varphi$ ,  $KE_n^2$ . Следует заметить, что относительно  $|\dot{\Gamma}|$  и  $\varphi$  эта система уравнений является нелинейной. Для определения модуля  $|\dot{\Gamma}|$  и аргумента  $\varphi$  ККО следует решить полученную систему уравнений относительно искомых параметров. Известен следующий алгоритм решения, реализуемый в устройстве обработки информации [8]. После попарного вычитания  $(U_0 - U_2)$  и  $(U_1 - U_3)$  получают напряжения  $U_x$  и  $U_y$ , пропорциональные действительной и мнимой частям ККО [8]:

$$U_x = K_1|\dot{\Gamma}|\cos\varphi; \quad (1.19)$$

$$U_y = K_1|\dot{\Gamma}|\sin\varphi, \quad (1.20)$$

где  $K_1 = 4KE_n^2$  — постоянный коэффициент, пропорциональный мощности в основном тракте, который можно определить при калибровке измерителя.

В блоках нелинейного преобразования НП1 и НП2 осуществляется определения  $|\dot{\Gamma}|$  и  $\varphi$  по формулам [13]:

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{1}{K_1} \sqrt{U_x^2 + U_y^2}; \quad (1.21)$$

$$\varphi = \text{angle}(U_x, U_y), \quad (1.22)$$

где операция  $\text{angle}$  означает процедуру взятия аргумента комплексного числа по известным значениям действительной и мнимой частей этого числа в диапазоне от 0 до  $2\pi$ .



Главными преимуществами рассмотренной схемы являются отсутствие погрешности, связанной с перемещением зонда, и полная автоматизация измерительного процесса.

Недостатком рассмотренного технического решения является наличие погрешности, связанной с неидентичностью ВАХ СВЧ детекторов. При воздействии внешних дестабилизирующих факторов, параметры СВЧ детекторов, как известно, изменяются с существенной дисперсией, поэтому коэффициенты преобразования детекторов будут разными. В [19] показано, что при отклонении температуры окружающей среды от номинального значения на  $\pm 40^{\circ}$  максимальное значение СКО погрешности измерения модуля составляет около 18%, а аргумента —  $10^{\circ}$ . Этот недостаток преодолен путем применения коммутационного метода обработки измерительной информации [44-46]. Суть этого метода состоит в использовании коммутатора, который поочередно подключает один детектор к выходам всех зондов. Это позволяет не менее, чем в три раза уменьшить погрешности измерений модуля и аргумента ККО, то есть существенно повысить стабильность [19].

В заключении первой главы отметим основной недостаток методов прямого детектирования, которые ограничивают возможности их применения для целей встроенного микроволнового контроля и диагностики параметров СВЧ трактов радиоэлектронных систем и технологических процессов. Этот недостаток связан с способом детектирования ответвляемых сигналов. Во всех известных технических решениях используется квадратичное амплитудное детектирование, которое реализуется путем применения СВЧ диодов в режиме малых амплитуд. В этом режиме вольтамперные характеристики (ВАХ) СВЧ диодов имеет форму, близкую к квадратичной параболе. Динамический диапазон квадратичного детектирования при этом не превышает (30...40) дБ, что приводит к существенной погрешности измерений больших значениях КСВН, а также невозможности проведения измерений при изменении мощности СВЧ - генератора в широких пределах.

Преодоление указанного недостатка и является основной целью дальнейшего исследования. Эта цель может быть достигнута путем разработки и исследования нового способа измерения ККО микроволновых двухполюсников на основе метода прямого преобразования частоты путем квадратурного синхронного детектирования ответвляемых сигналов. Известно [47], что синхронный детектор обладает следующими свойствами, важными для обработки сигналов: высокой чувствительностью к фазе и амплитуде измеряемого сигнала; высокой частотной избирательностью, то есть обеспечивает высокий уровень подавления внеполосных сигналов; эффективным подавлением шумов, то есть обеспечивает повышенную чувствительность. Разработка нового способа измерения обеспечит расширение динамического диапазона ответвляемых сигналов до (70...80) дБ, а также возможность получения двукратной избыточности за счет того, что определение искомым параметров может проводиться за один измерительный цикл на основе анализа не только амплитудного, но и фазового распределения электромагнитной волны в линии передачи. Реализация указанного подхода открывает возможность существенного улучшения метрологических характеристик измерительных микроволновых устройств.

#### **1.4. Выводы по первому разделу**

По результатам первого раздела можно сделать следующие выводы:

— проведен анализ методов измерения ККО микроволновых узлов и показано, что для целей встроенного микроволнового контроля и диагностики используют методы прямого детектирования, поскольку на их основе можно создать простые измерительные устройства, обладающие малыми габаритами и массой, а также низкой себестоимостью;

— установлено, что наиболее полно требованиям, предъявляемым к измерительным устройствам встроенного микроволнового контроля, удовлетворяет интерференционный метод измерения, поскольку на его основе мо-

жет достигаться полная автоматизация измерительного процесса, исключая участие оператора;

— установлено, что применение квадратичных амплитудных детекторов в устройствах измерения ККО сопряжено с малым динамическим диапазоном изменения уровня мощности ответвляемых сигналов из-за влияния неквадратичности ВАХ диодов, что приводит к существенной погрешности измерений и невозможности проведения измерений при изменении мощности СВЧ - генератора в широких пределах. Кроме того, применение амплитудного детектирования ограничивает возможности решения измерительной задачи на основе анализа только амплитудного распределение электромагнитной волны в линии передачи;

— основной задачей дальнейших исследований является создание нового способа измерения комплексного коэффициента отражения микроволновых двухполюсников повышенной точности на основе применения метода прямого преобразования частоты путем квадратурного синхронного детектирования микроволновых колебаний, ответвленных из первичной линии передачи. Это обеспечит расширение динамического диапазона ответвляемых сигналов до (70...80) дБ, а также возможность получения двукратной избыточности за счет того, что определение искомых параметров может проводиться за один измерительный цикл на основе анализа не только амплитудного, но и фазового распределения электромагнитной волны в линии передачи. Реализация указанного подхода открывает возможность существенного улучшения метрологических характеристик измерительных микроволновых устройств.

## **2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ КВАДРАТУРНОГО СПОСОБА ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ**

Проведено обоснование предложенного квадратурного способа измерения ККО микроволновых узлов. Разработаны математические модели, структурные схемы измерительных микроволновых устройств, проведена оценка метрологических возможностей квадратурного способа измерения и предложены варианты автоматизации измерительной процедуры.

### **2.1. Разработка математической модели квадратурного способа измерения при однозондовом анализе поля в линии передачи**

#### **2.1.1. Измерительная процедура**

На рисунке 2.1 представлена разработанная структурная схема измерительного устройства, реализующая квадратурный способ для случая однозондового анализа поля в линии передачи [11, 48, 49]. Колебание от СВЧ генератора (ГСВЧ) через отрезок линии передачи (ОЛП) с продольной щелью длиной  $L$ , в которую введен ненаправленный зонд (НЗ), поступает на нагрузку (Н), модуль и аргумент ККО которой необходимо определить. Ненаправленный зонд НЗ находится на расстоянии  $l$  от нагрузки и установлен на каретке (К), которая может перемещаться вдоль ОЛП. Направленный ответвитель (НО) установлен на выходе СВЧ генератора и ориентирован на падающую волну. В результате на выходе вторичного канала НО формируется сигнал той же частоты, что и сигнал, ответвляемый НЗ. Высокочастотные сигналы с НЗ и НО, подаются на входы смесителей СМ1 и СМ2. Причем сигнал с выхода НО, перед тем как попасть на вход СМ2 ограничивается по уровню с помощью амплитудного ограничителя (АО) и сдвигается по фазе на  $-90^\circ$  при помощи фазовращателя (ФВ). При этом в спектре тока смесителей СМ1 и СМ2 появляются комбинационные составляющие нулевой частоты, выде-

ляемые фильтрами нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2. В результате этого обеспечивается двухканальное прямое преобразование частоты, то есть осуществляется квадратурное синхронное детектирование СВЧ сигнала, ответвляемого из линии передачи. Фазовращатель ФВ, смесители СМ1 и СМ2, фильтры ФНЧ1 и ФНЧ2 образуют так называемый квадратурный детектор (КД), который также называют квадратурным демодулятором. На выходах КД при перемещении ненаправленного зонда вдоль ОЛП формируется пара напряжений, называемых квадратурными составляющими  $I(l)$  и  $Q(l)$ .

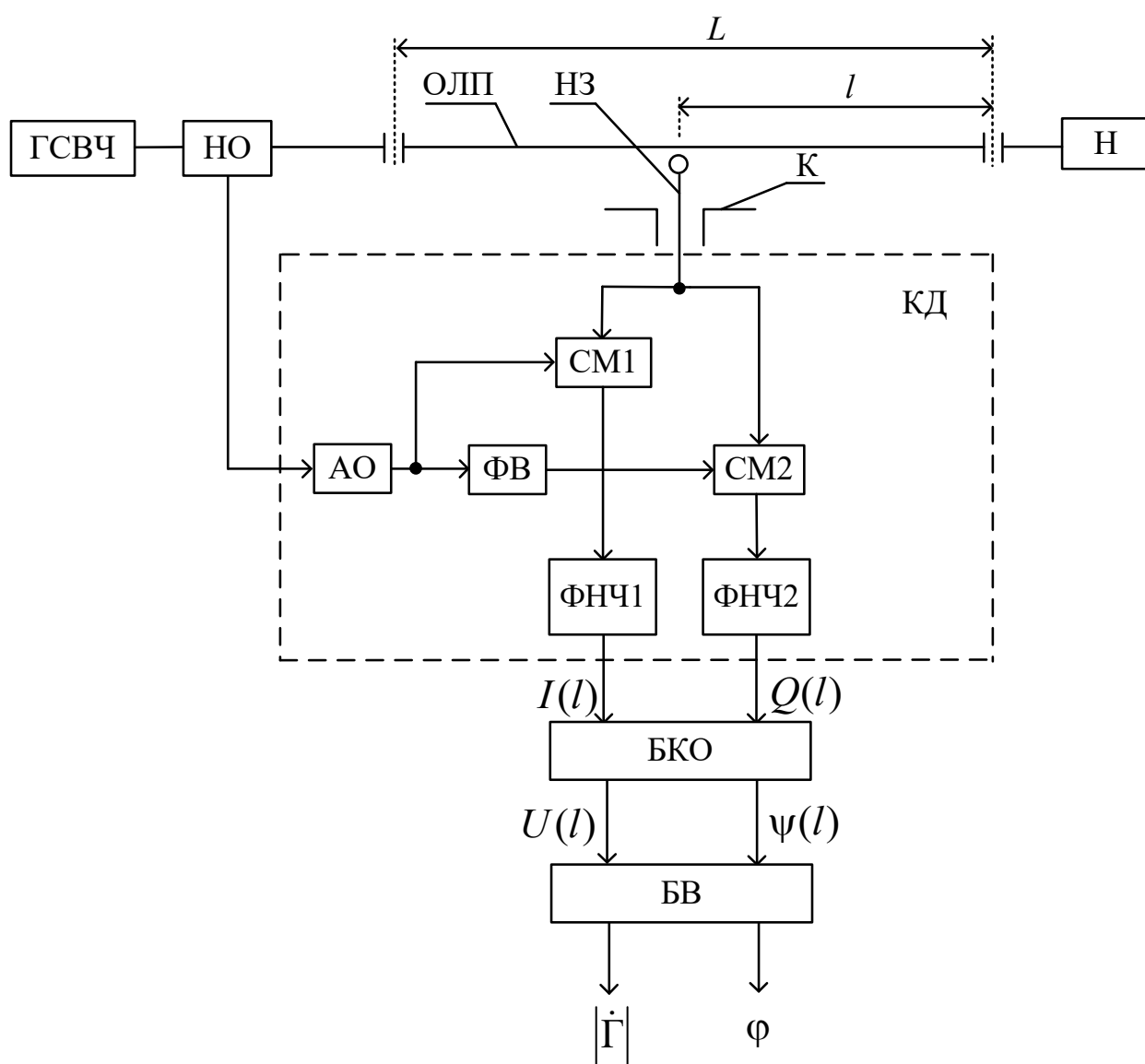


Рисунок 2.1 — Структурная схема измерительного устройства на основе однозондового анализа

Эти сигналы далее поступают в блок квадратурной обработки (БКО), который может быть реализован на основе персонального компьютера либо микроконтроллера, где осуществляется расчет амплитуды и начальной фазы ответвленного сигнала. На выходах БКО получаем амплитудное  $U(l)$  и фазовое  $\psi(l)$  распределения поля в линии передачи. Далее эта информация попадает в блок вычислительный (БВ), в котором рассчитываются оценки модуля  $|\dot{\Gamma}|$  и аргумента  $\varphi$  комплексного коэффициента отражения, а результаты получают путем усреднения этих оценок.

### 2.1.2. Получение основных аналитических соотношений

В результате интерференции падающей и отраженной волн в ОЛП возникает режим смешанной волны. Комплексную амплитуду суммарной волны  $\dot{E}(l)$  в плоскости подключения подвижного зонда НЗ, находящемся на расстоянии  $l$  от плоскости подключения нагрузки, при отсутствии потерь в линии передачи и идеальном ее согласовании с ГСВЧ можно записать в виде [50]

$$\dot{E}(l) = E_{\Pi} e^{-j\beta(L-l)} (1 + \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l}), \quad (2.1)$$

где  $E_{\Pi}$  — амплитуда падающей волны, начальная фаза которой принята равной нулю;  $\dot{\Gamma}$  — ККО нагрузки Н;  $\beta = 2\pi/\lambda$  — фазовая постоянная;  $\lambda$  — длина волны в линии передачи;  $j$  — мнимая единица.

Представив в формуле (2.1) ККО  $\dot{\Gamma}$  в показательном виде и, применив формулу Эйлера, получим

$$\dot{E}(l) = E_{\Pi} e^{-j\beta(L-l)} \left[ 1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi) - j|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi) \right]. \quad (2.2)$$

Определим амплитуду суммарной волны  $|\dot{E}(l)|$ , взяв модуль выражения для комплексной амплитуды (2.2)

$$|\dot{E}(l)| = E_{\Pi} \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)}. \quad (2.3)$$

Определим начальную фазу суммарной волны, взяв аргумент  $\psi(l)$  выражения для комплексной амплитуды (2.2)

$$\phi(l) = -\beta L + \beta l - \operatorname{arctg} \left[ \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \right]. \quad (2.4)$$

Зная амплитуду (2.3) и начальную фазу (2.4) суммарной волны, запишем выражение для гармонического колебания, ответвляемого ненаправленным зондом

$$u(t, l) = K |\dot{E}(l)| \cos(\omega_0 t + \phi(l)), \quad (2.5)$$

где  $K$  — коэффициент передачи ненаправленного зонда;  $\omega_0$  — круговая частота микроволнового колебания;  $t$  — текущее время.

Это колебание далее подается на сигнальные входы смесителей СМ1 и СМ2. Опорное колебание  $u_{\text{оп1}}(t)$ , формируемое на выходе вторичного канала НО, можно записать в виде

$$u_{\text{оп1}}(t) = K_{\text{оп}} E_{\Pi} \cos(\omega_0 t + \psi_{\text{оп}}), \quad (2.6)$$

где  $K_{\text{оп}}$  — коэффициент передачи опорного канала;  $\psi_{\text{оп}}$  — начальная фаза опорного колебания.

Опорное колебание (2.6) подается на опорный вход смесителя СМ1 и одновременно на вход фазовращателя ФВ, на выходе которого формируется колебание  $u_{\text{оп2}}(t)$ , сдвинутое по фазе на угол  $-90^\circ$  относительно  $u_{\text{оп1}}(t)$ , то есть

$$u_{\text{оп2}}(t) = K_{\text{оп}} E_{\Pi} \sin(\omega_0 t + \psi_{\text{оп}}). \quad (2.7)$$

Это колебание подается на опорный вход смесителя СМ2. Смесители СМ1 и СМ2 осуществляют перемножение колебаний, поступающих на их

входы. Запишем выражения для произведений этих колебаний с учетом формул (2.5), (2.6) и (2.7):

$$u(t, l) \cdot u_{\text{оп1}}(t) = K K_{\text{оп}} E_{\text{п}}^2 |\dot{E}(l)| \cos(\omega_0 t + \phi(l)) \cdot \cos(\omega_0 t + \psi_{\text{оп}}); \quad (2.8)$$

$$u(t, l) \cdot u_{\text{оп2}}(t) = K K_{\text{оп}} E_{\text{п}}^2 |\dot{E}(l)| \cos(\omega_0 t + \phi(l)) \cdot \sin(\omega_0 t + \psi_{\text{оп}}). \quad (2.9)$$

Применив в (2.8) и (2.9) известные тригонометрические формулы, получаем:

$$u(t, l) \cdot u_{\text{оп1}}(t) = \frac{1}{2} K K_{\text{оп}} E_{\text{п}}^2 |\dot{E}(l)| [\cos(\psi_{\text{оп}} - \phi(l)) + \cos(2\omega_0 t + \psi_{\text{оп}} + \phi(l))]; \quad (2.10)$$

$$u(t, l) \cdot u_{\text{оп2}}(t) = \frac{1}{2} K K_{\text{оп}} E_{\text{п}}^2 |\dot{E}(l)| [\sin(\psi_{\text{оп}} - \phi(l)) + \sin(2\omega_0 t + \psi_{\text{оп}} + \phi(l))]. \quad (2.11)$$

Таким образом, в спектрах выходных сигналов смесителей СМ1 и СМ2 появляются постоянные составляющие (первые члены в выражениях (2.10) и (2.11)), а также составляющие, частоты которых вдвое превышают частоту микроволнового колебания (вторые члены в выражениях (2.10) и (2.11)).

Сигналы с выходов смесителей СМ1 и СМ2 поступают на входы фильтров нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2, что обеспечивает выделение низкочастотных составляющих и подавление высокочастотных составляющих. При этом на выходах фильтров нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2 квадратурного демодулятора КД, с учетом (2.3) и (2.4), получаем квадратурные составляющие, которые описываются следующими соотношениями:

$$I(l) = K_1 E_{\text{п}}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \cdot \cos \left( \psi_{\text{оп}} + \beta L - \beta l + \arctg \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \right); \quad (2.12)$$

$$Q(l) = K_1 E_{\text{п}}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \cdot \sin \left( \psi_{\text{оп}} + \beta L - \beta l + \arctg \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \right); \quad (2.13)$$

где  $K_1 = \frac{1}{2} K K_{\text{оп}} K_{\text{кд}}$  — сквозной коэффициент преобразования;  $K_{\text{кд}}$  — коэффициент преобразования квадратурного детектора.



В блоке квадратурной обработки (БКО) осуществляется расчет амплитуды ответвленного сигнала и разности начальных фаз ответвленного и опорного сигналов по известным формулам [50]:

$$U(l) = \sqrt{I^2(l) + Q^2(l)}; \quad (2.14)$$

$$\psi(l) = \text{arctg}(Q(l)/I(l)). \quad (2.15)$$

где  $U(l)$  — амплитудное распределение поля в линии передачи;  $\psi(l)$  — фазовое распределение поля в линии передачи.

Подставляя (2.12) и (2.13) в формулы (2.14) и (2.15), получаем следующие соотношения для амплитудного и фазового распределений:

$$U(l) = K_1 E_n^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l - \varphi)}; \quad (2.16)$$

$$\psi(l) = \psi_{\text{оп}} + \beta L - \beta l + \frac{|\dot{\Gamma}|\sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l - \varphi)}. \quad (2.17)$$

### 2.1.3. Решение измерительной задачи на основе фазового распределения поля в линии передачи

Проанализируем фазовое распределение поля в линии передачи  $\psi(l)$ , получаемое в результате квадратурной обработки. Из формулы (2.17) следует, что составляющие  $\psi_{\text{оп}}$ ,  $\beta L$  и  $-\beta l$  не несут информации об измеряемых параметрах  $|\dot{\Gamma}|$  и  $\varphi$ , то есть их можно исключить при обработке в режиме калибровки прибора. При дальнейшем рассмотрении не будем учитывать эти составляющие, сосредоточив внимание на составляющей, которая несет информацию об измеряемых параметрах. Назовем эту составляющую «информационной составляющей» и обозначим как  $\Delta\psi(l)$

$$\Delta\psi(l) = \text{arctg}\left(\frac{|\dot{\Gamma}|\sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l - \varphi)}\right). \quad (2.18)$$

Для удобства дальнейшего анализа введем переменную  $x$

$$x = 2\beta l - \varphi. \quad (2.19)$$

Тогда выражение (2.18) для информационной составляющей фазового распределения поля приобретает вид

$$\Delta\psi(x) = \arctg \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(x)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(x)}. \quad (2.20)$$

С использованием формулы (2.20), построим графики зависимости  $\Delta\psi(l)$  для линии передачи без потерь при различных значениях модуля ККО. Эти графики приведены на рисунке 2.2.

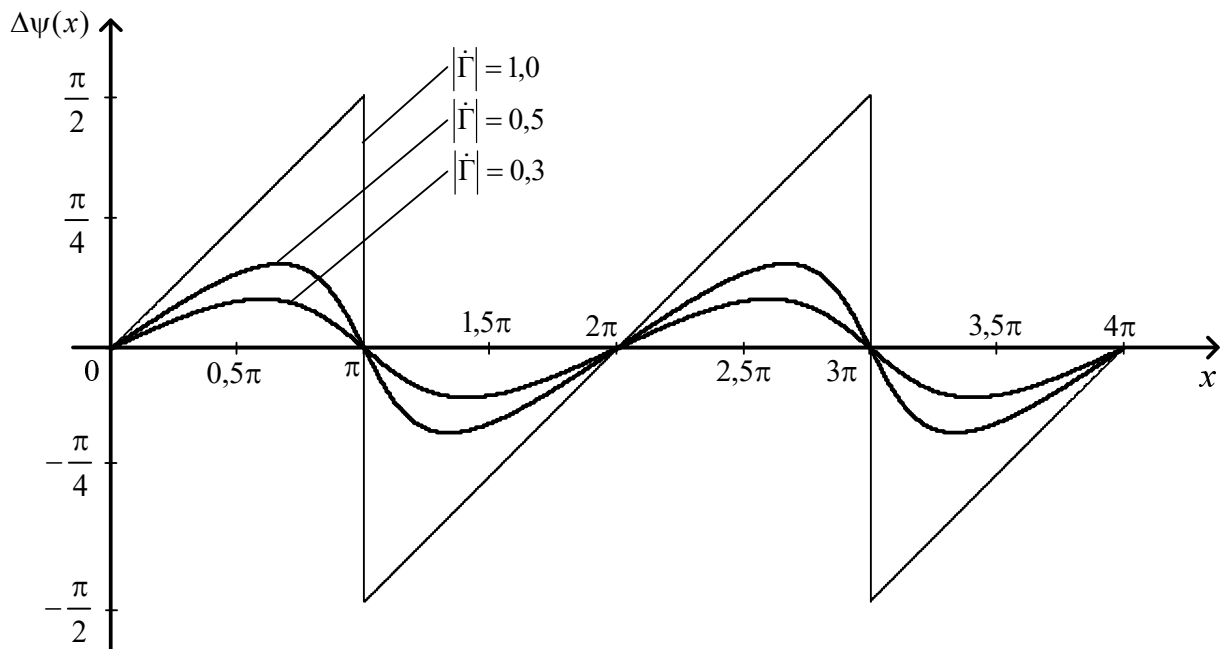


Рисунок 2.2 — Информационная составляющая фазового распределения электромагнитной волны в линии передачи

Проанализируем информационную составляющую фазового распределения  $\Delta\psi(x)$ . Из выражения (2.20) и графиков, представленных на рисунке 2.2 следует, что  $\Delta\psi(x)$  — периодическая функция аргумента  $x$  с периодом  $2\pi$ . Сначала определим экстремальные значения этой функции. Для этого

найдем производную по переменной  $x$  выражения (2.20) и приравняем её к нулю, что приводит к уравнению

$$|\dot{\Gamma}|(\cos(x) + |\dot{\Gamma}|) = 0. \quad (2.21)$$

Решая уравнение (2.21), определим значения  $x$ , соответствующие экстремумам. При  $x \geq 0$  решение имеет вид

$$x_n = \pm \arccos(-|\dot{\Gamma}|) + 2\pi n, \quad (2.22)$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$ .

На одном периоде функции  $\Delta\psi(x)$  существует один максимум и один минимум. Экстремальные значения фазового распределения определим, подставив  $x_n$  (формула (2.22)) в формулу (2.20). В результате получим:

$$\Delta\psi_1 = \arctg \frac{|\dot{\Gamma}|}{\sqrt{1-|\dot{\Gamma}|^2}}; \quad (2.23)$$

$$\Delta\psi_2 = -\arctg \frac{|\dot{\Gamma}|}{\sqrt{1-|\dot{\Gamma}|^2}}, \quad (2.24)$$

где  $\Delta\psi_1$  и  $\Delta\psi_2$  — максимальное и минимальное значения фазового сдвига.

Из (2.23) и (2.24) следует, что экстремальные значения имеют одинаковую абсолютную величину. В дальнейшем будем пользоваться термином «максимальное отклонение фазового распределения  $\Delta\psi_{\max}$  относительно нуля», понимая под этим абсолютное значение экстремумов

$$\Delta\psi_{\max} = \arctg \frac{|\dot{\Gamma}|}{\sqrt{1-|\dot{\Gamma}|^2}}. \quad (2.25)$$

Из (2.25) следует, что  $\Delta\psi_{\max}$  зависит только от модуля  $|\dot{\Gamma}|$ , что позволяет определить  $|\dot{\Gamma}|$ . На рисунке 2.3 показан график зависимости  $\Delta\psi_{\max}$  от модуля ККО  $|\dot{\Gamma}|$ , рассчитанный в соответствии с (2.25). Из этого графика следу-

ет, что при изменении модуля ККО в диапазоне возможных значений от нуля до единицы, величина  $\Delta\psi_{\max}$  будет изменяться от нуля до  $\pi/2$ . То есть существует однозначная связь между  $\Delta\psi_{\max}$  и модулем ККО.

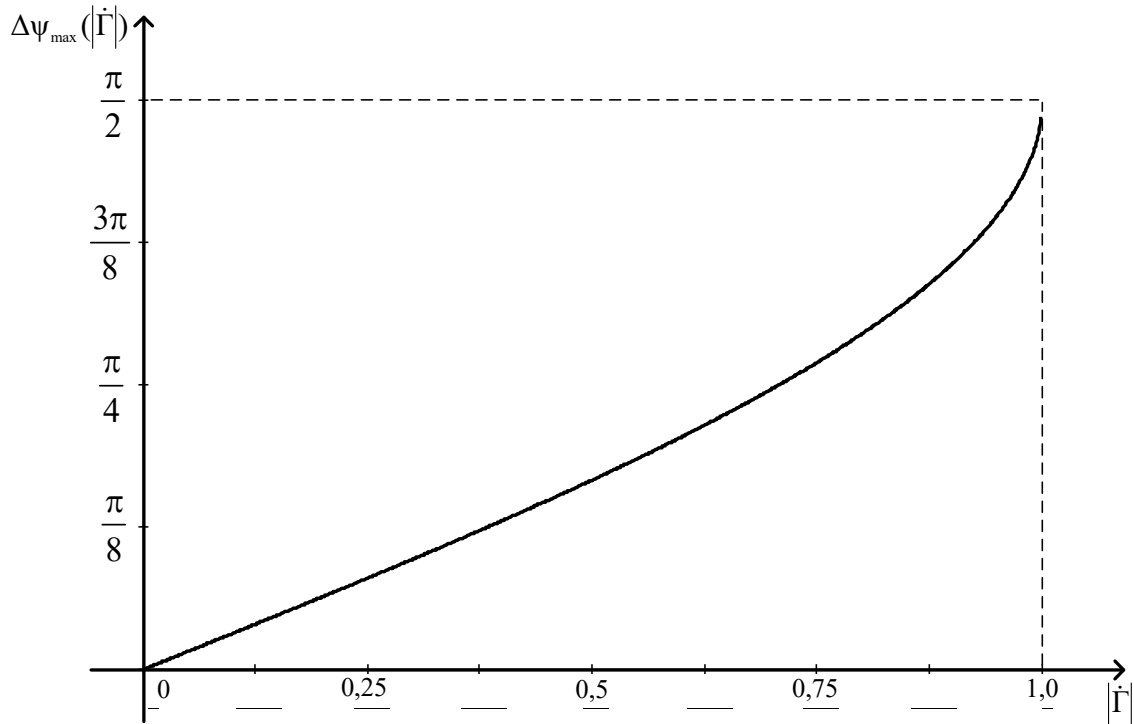


Рисунок 2.3 — График зависимости  $\Delta\psi_{\max}(|\dot{\Gamma}|)$

Для определения модуля ККО решим (2.25) относительно  $|\dot{\Gamma}|$ . Для этого возьмем тангенс от обеих частей соотношения (2.25)

$$\operatorname{tg}(\Delta\psi_{\max}) = \frac{|\dot{\Gamma}|}{\sqrt{1-|\dot{\Gamma}|^2}}. \quad (2.26)$$

Из выражения (2.26) следует [52]

$$|\dot{\Gamma}|^2 = \frac{\operatorname{tg}^2(\Delta\psi_{\max})}{1 + \operatorname{tg}^2(\Delta\psi_{\max})}. \quad (2.27)$$

Применив известные тригонометрические соотношения, из (2.27) получим следующую формулу для определения модуля ККО

$$|\dot{\Gamma}| = \sin(\Delta\psi_{\max}). \quad (2.28)$$

Далее определим положение нулей фазового распределения, приравняв (2.25) к нулю, что приводит к уравнению

$$\sin(x) = 0. \quad (2.29)$$

Решение уравнения (2.29) при  $x \geq 0$  имеет вид

$$x_{0k} = k\pi, \quad (2.30)$$

где  $k = 0, 1, 2, \dots$ .

Из (2.30) следует, что положение нулей фазового распределения не зависит от значения модуля  $|\dot{\Gamma}|$ , а зависит только от координаты  $x$ , то есть только от аргумента комплексного коэффициента отражения, что позволяет определить  $\varphi$ . Проведя обратную замену переменных в соответствии с (2.19), из формулы (2.30) находим

$$l_{0k} = \frac{k\pi + \varphi}{2\beta}. \quad (2.31)$$

Выражение (2.31) позволяет определить аргумент ККО отражения по положению нулей фазового распределения. Сначала в качестве нагрузки подключим образцовый короткозамыкатель, аргумент ККО которого равен  $\varphi_{кз} = -\pi$ . При этом фиксируем положение нулей фазового распределения  $l_{0k}^{кз}$ , которые в соответствии с (2.31) будут расположены в точках с координатами

$$l_{0k}^{кз} = \frac{k\pi - \pi}{2\beta}. \quad (2.32)$$

Затем фиксируем положение нулей фазового распределения при подключенном измеряемом двухполюснике. Величину смещения нулей фазового распределения  $\Delta l_{\psi}$  определим, используя (2.31) и (2.32)

$$\Delta l_{\psi} = l_{0k} - l_{0k}^{кз} = \frac{\pi + \varphi}{2\beta}. \quad (2.33)$$

Из формулы (2.33) выразим  $\varphi$  следующим образом

$$\varphi = -\pi + 2\beta\Delta l_{\psi} = -\pi + \frac{4\pi}{\lambda}\Delta l_{\psi}. \quad (2.34)$$

Таким образом, по фазовому распределению с помощью формул (2.28) и (2.34) можно определить модуль и аргумент ККО.

#### 2.1.4. Решение измерительной задачи на основе амплитудного распределения поля в линии передачи

Проанализируем амплитудное распределение  $U(l)$ , получаемое в результате квадратурной обработки. С учетом (2.19) выражение для амплитудного распределения (2.16) принимает вид

$$U(x) = K_1 E_{\pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\cos(x)}. \quad (2.35)$$

На рисунке 2.4 построены графики функции  $U(x)$  при различных значениях модуля ККО.

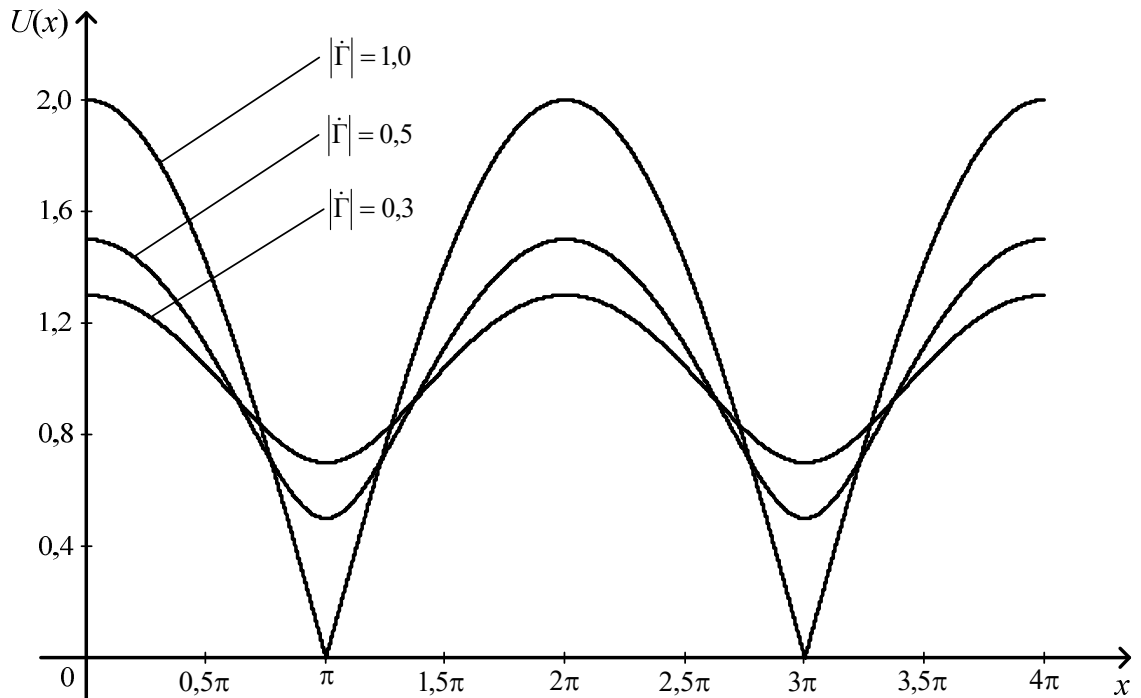


Рисунок 2.4 — Амплитудное распределение электромагнитной волны в линии передачи

Следует отметить, что эти зависимости отличаются от зависимостей, получаемых традиционно с использованием измерительной линии [15, 40, 50], поскольку из-за эффекта квадратичного детектирования на выходе формируется квадрат амплитудного распределения.

Найдем минимальное  $U_{\min}$  и максимальное  $U_{\max}$  значения функции  $U(x)$ . Для этого продифференцируем выражение (2.35) по  $x$  и приравняем производную к нулю, что приводит к уравнению

$$\frac{|\dot{\Gamma}|\sin x}{\sqrt{1+|\dot{\Gamma}|^2+2|\dot{\Gamma}|\cos(x)}}=0, \quad (2.36)$$

из которого следует

$$|\dot{\Gamma}|\sin x=0 \quad (2.37)$$

При  $x \geq 0$  решение имеет вид

$$x_n = n\pi. \quad (2.38)$$

Анализируя (2.35) легко убедиться в том, что минимумы амплитудного распределения будут наблюдаться при нечетных значениях  $n$ , а максимумы — при четных значениях  $n$ . Подставляя (2.38) в формулу (2.35), с учетом этого получаем:

$$\begin{cases} U_{\min} = K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1+|\dot{\Gamma}|^2-2|\dot{\Gamma}|)} = K_1 E_{\Pi}^2 (1-|\dot{\Gamma}|); \\ U_{\max} = K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1+|\dot{\Gamma}|^2+2|\dot{\Gamma}|)} = K_1 E_{\Pi}^2 (1+|\dot{\Gamma}|). \end{cases} \quad (2.39)$$

Из (2.39) следует, что минимальное и максимальное значения амплитудного распределения зависят только от модуля ККО и не зависят от аргумента, что позволяет определить значение  $|\dot{\Gamma}|$ . Для этого решим систему уравнений (2.39) относительно модуля ККО. В результате получаем

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{U_{\max}/U_{\min} - 1}{U_{\max}/U_{\min} + 1}. \quad (2.40)$$

Отличие формулы (2.40) от традиционно применяемой для определения модуля ККО [ 7, 8, 13, 15 ] состоит в том, что в ней отсутствует операция извлечения корня квадратного из отношения  $U_{\max}/U_{\min}$ .

Из (2.38) следует, что положение минимумов амплитудного распределения не зависит от значения модуля  $|\dot{\Gamma}|$ , а зависит только от координаты  $x$ , то есть только от аргумента комплексного коэффициента отражения, что позволяет определить  $\varphi$ .

Из предыдущего анализа следует, что минимумы амплитудного распределения будут наблюдаться при

$$x_{\min m} = (2m + 1)\pi, \quad (2.41)$$

где  $m = 0, 1, 2, \dots$ .

Проведя обратную замену переменных в соответствии с (2.19), из формулы (2.41) находим

$$l_{\min m} = \frac{(2m + 1)\pi + \varphi}{2\beta}. \quad (2.42)$$

Выражение (2.42) позволяет определить аргумент комплексного коэффициента отражения по положению минимумов амплитудного распределения. Сначала в качестве нагрузки подключим образцовый короткозамыкатель, аргумент комплексного коэффициента отражения которого равен  $\varphi_{\text{кз}} = -\pi$ . При этом фиксируем положение нулей амплитудного распределения  $l_{\min m}^{\text{кз}}$ , которые в соответствии с (2.42) будут расположены в точках с координатами

$$l_{\min m}^{\text{кз}} = \frac{(2m + 1)\pi - \pi}{2\beta}. \quad (2.43)$$



Затем фиксируем положение минимумов амплитудного распределения при подключенном измеряемом двухполюснике. Величину смещения минимумов амплитудного распределения  $\Delta l_U$  определим, используя (2.42) и (2.43)

$$\Delta l_U = l_{\min m} - l_{\min m}^{\text{кз}} = \frac{\pi + \varphi}{2\beta}. \quad (2.44)$$

Из формулы (2.44) выразим  $\varphi$  следующим образом

$$\varphi = -\pi + \frac{4\pi}{\lambda} \Delta l_U. \quad (2.45)$$

Полученная формула совпадает с формулой для расчета ККО при использовании традиционной измерительной линии [7, 15, 50], что связано с тем, что положение минимумов для обоих случаев совпадает.

Таким образом, по амплитудному распределению, получаемому в результате квадратурной обработки, с помощью формул (2.40) и (2.45) можно также определить модуль и аргумент ККО.

Полученные оценки модуля и аргумента ККО в результате анализа фазового (формулы (2.28) и (2.34)) и амплитудного (формулы (2.40) и (2.45)) распределений при однозондовом анализе обеспечивают за один измерительный цикл двойную избыточность результатов, что может быть использовано для повышения точности путем усреднения этих оценок.

## **2.2. Разработка математической модели квадратурного способа измерения при двухзондовом анализе поля в линии передачи**

### **2.2.1. Измерительная процедура**

Недостатком однозондового анализа является то, что при перемещении каретки измерительной линии кабель, через который на квадратурный демодулятор подается опорный сигнал, подвергается деформации, что приводит к изменению как амплитуды, так и начальной фазы опорного сигнала, вследствие чего понижается точность измерения.

Исключить этот недостаток можно путем перехода к двухзондовому анализу [10, 53, 54]. При этом исключается необходимость в применении опорного сигнала с постоянными параметрами, что позволяет удалить из измерительной схемы делитель СВЧ мощности и отрезок деформирующегося при движении каретки коаксиального кабеля. Такое решение позволяет повысить точность измерения, а также значительно уменьшить габариты и массу измерительного устройства.

На рисунке 2.5 представлена разработанная структурная схема измерительного устройства, реализующая квадратурный способ для случая двухзондового анализа поля в линии передачи.

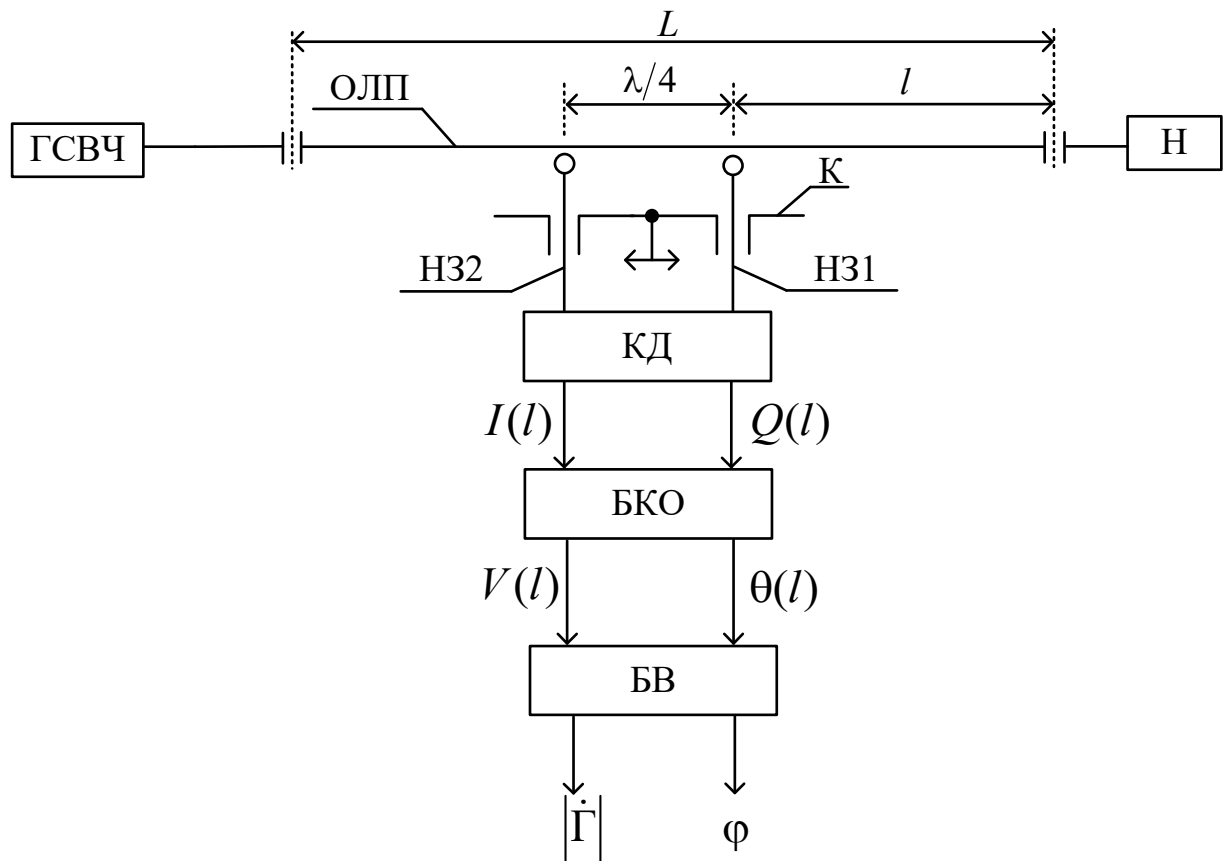


Рисунок 2.5 — Структурная схема измерительного устройства на основе двухзондового анализа

Через продольную щель в ОЛП в этом случае введены два ненаправленных зонда НЗ1 и НЗ2. Оба зонда установлены на единой каретке (К), ко-

торая может перемещаться вдоль ОЛП. Расстояние между зондами выберем равным  $\lambda/4$ , где  $\lambda$  — длина волны в ОЛП. Зонд НЗ1 размещен на некотором расстоянии  $l$  от плоскости подключения измеряемой нагрузки Н. Сигналы с НЗ1 и НЗ2, подаются на входы квадратурного демодулятора КД. При этом вместо опорного сигнала с постоянной амплитудой и постоянной начальной фазой (см. рисунок 2.1) на второй вход КД подается высокочастотный сигнал, ответвляемый НЗ2. Поэтому в предлагаемой устройстве необходимо отказаться от стандартной схемы построения КД, в которой измерительный и опорный входы являются неинвариантными. В опорном канале стандартного КД используют ограничитель уровня сигнала. В данном случае оба входа КД должны быть идентичными, то есть инвариантными к порядку подключения ненаправленных зондов.

В результате квадратурной обработки на выходах БКО формируются сигналы  $V(l)$  и  $\theta(l)$ . Далее эта информация попадает в БВ, в котором рассчитываются оценки модуля  $|\dot{\Gamma}|$  и аргумента  $\varphi$  ККО измеряемой нагрузки Н двумя независимыми способами: на основе амплитудного и на основе фазового распределений, а также осуществляется усреднение этих оценок.

### 2.2.2. Получение основных аналитических соотношений

Запишем выражение для амплитуду суммарной волны  $|\dot{E}_1(l)|$  в плоскости подключения НЗ1 по аналогии с выражением (2.3)

$$|\dot{E}_1(l)| = E_{\pi} \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)}. \quad (2.46)$$

Определим начальную фазу суммарной волны  $\phi_1(l)$  в плоскости подключения первого ненаправленного зонда, взяв аргумент выражения (2.2)

$$\phi_1(l) = -\beta L + \beta l - \arctg \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)}. \quad (2.47)$$

Зная амплитуду (2.46) и начальную фазу (2.47) суммарной волны, запишем выражение для гармонического колебания, ответвляемого первым ненаправленным зондом

$$u_1(t, l) = K_{01} |\dot{E}(l)| \cos[\omega t + \phi_1(l)], \quad (2.48)$$

где  $K_{01}$  — коэффициент передачи первого ненаправленного зонда.

Аналогично определим выражения для амплитуды  $|\dot{E}_2(l)|$  и начальной фазы  $\phi_2(l)$  суммарной волны в плоскости подключения второго ненаправленного зонда, учтя, что он установлен на расстоянии  $(l + \lambda/4)$  от плоскости подключения нагрузки. После несложных преобразований получим:

$$|\dot{E}_2(l)| = E_{\pi} \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)}; \quad (2.49)$$

$$\phi_2(l) = -\beta L + \beta l + \pi/2 + \arctg \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 - |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)}. \quad (2.50)$$

Зная амплитуду (2.49) и начальную фазу (2.50) суммарной волны, запишем выражение для гармонического колебания, ответвляемого вторым ненаправленным зондом

$$u_2(t, l) = K_{02} |\dot{E}_2(l)| \cos[\omega t + \phi_2(l)], \quad (2.51)$$

где  $K_{02}$  — коэффициент передачи второго ненаправленного зонда.

СВЧ колебания (2.48) и (2.51) с ненаправленных зондов подаются на КД с инвариантными входами. При этом на двух выходах КД формируются квадратурные составляющие, равные:

$$I(l) = K_{01} K_{02} K_{\text{кд}} |\dot{E}_1(l)| |\dot{E}_2(l)| \cos[\phi_2(l) - \phi_1(l)]; \quad (2.52)$$

$$Q(l) = K_{01} K_{02} K_{\text{кд}} |\dot{E}_1(l)| |\dot{E}_2(l)| \sin[\phi_2(l) - \phi_1(l)]. \quad (2.53)$$

Подставляя в формулы (2.52) и (2.53) выражения (2.46), (2.47), (2.49), (2.50) с учетом компенсации постоянного фазового сдвига  $\pi/2$  при калиб-

ровке, получаем:

$$I(l) = K_2 E_n^2 \sqrt{1 - |\dot{\Gamma}|^2 (4 \cos^2(2\beta l - \varphi) - 2) + |\dot{\Gamma}|^4} \cdot \cos \left( \arctg \frac{2|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} + \frac{\pi}{2} \right); \quad (2.54)$$

$$Q(l) = K_2 E_n^2 \sqrt{1 - |\dot{\Gamma}|^2 (4 \cos^2(2\beta l - \varphi) - 2) + |\dot{\Gamma}|^4} \cdot \sin \left( \arctg \frac{2|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} + \frac{\pi}{2} \right), \quad (2.55)$$

где  $K_2 = K_{01} K_{02} K_{кд}$ .

Сигналы с выходов КД подаются на входы блока квадратурной обработки БКО, в котором реализуется алгоритм квадратурной обработки в соответствии с формулами (2.14) и (1.15). В результате реализации этого алгоритма получаем следующие соотношения для сигналов на выходе БКО:

$$V(l) = K_3 E_n^2 \sqrt{1 - |\dot{\Gamma}|^2 (4 \cos^2(2\beta l - \varphi) - 2) + |\dot{\Gamma}|^4}; \quad (2.56)$$

$$\theta(l) = \arctg \frac{2|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} + \frac{\pi}{2}, \quad (2.57)$$

где  $K_3 = \sqrt{2} \cdot K_2$ .

Из (2.56) и (2.57) следует, что при перемещении каретки (изменение  $l$ ) функция  $V(l)$  будет зависеть только от амплитудного распределения, а функция  $\theta(l)$  будет зависеть только от фазового распределения. Причем  $V(l)$  представляет собой произведение амплитудных распределений, а  $\theta(l)$  — разность фазовых распределений в сечениях, сдвинутых вдоль ОЛП на расстояние  $\lambda/4$ . Это позволяет определить две независимые оценки модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения с использованием как формулы (2.56), так и формулы (2.57), что в два раза увеличивает избыточность измерительной процедуры и позволяет, повысить точность.

Далее рассмотрим процедуры обработки измерительной информации, которые реализуются в блоке вычислительном БВ.

### 2.2.3. Решение измерительной задачи на основе фазового распределения поля в линии передачи

В БКО по формуле (2.57) осуществляется расчет составляющей  $\theta(l)$ , которая, как показано ранее, связана только с фазовым распределением поля в ОЛП. Из этой формулы следует, что постоянная величина  $\pi/2$  не несет информации об измеряемых параметрах  $|\dot{\Gamma}|$  и  $\varphi$ , поэтому ее можно исключить при калибровке прибора. При дальнейшем рассмотрении не будем учитывать эту величину, сосредоточив внимание на информационной составляющей, которую обозначим  $\Delta\theta(x)$ . С учетом (2.19) запишем выражение для  $\Delta\theta(x)$ :

$$\Delta\theta(x) = \operatorname{arctg} \frac{2|\dot{\Gamma}| \sin x}{1 - |\dot{\Gamma}|^2}. \quad (2.58)$$

С использованием формулы (2.58), построим графики зависимости  $\Delta\theta(x)$  для линии передачи без потерь при различных значениях модуля ККО. Эти графики приведены на рисунке 2.6.

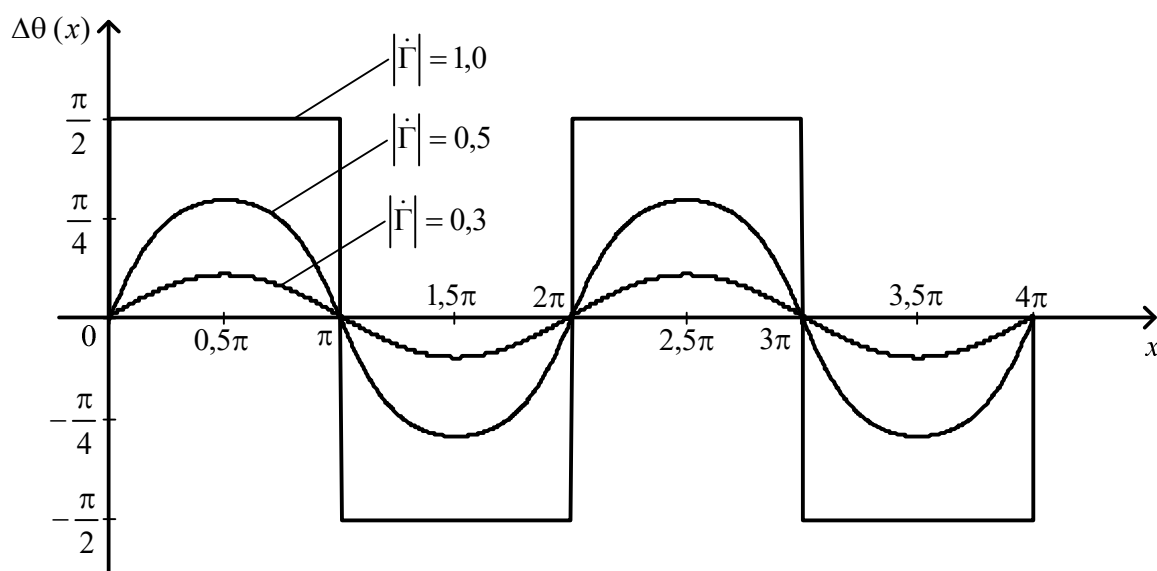


Рисунок 2.6 — Графики функции  $\Delta\theta(x)$

Из выражения (2.58) и графиков на рисунке 2.6 следует, что  $\Delta\theta(x)$  —

периодическая функция аргумента  $x$  с периодом  $2\pi$ . Определим экстремальные значения этой функции. Для этого найдем производную по переменной  $x$  выражения (2.58) и приравняем её к нулю, что приводит к уравнению

$$2|\dot{\Gamma}|(1-|\dot{\Gamma}|^2)\cos x = 0. \quad (2.59)$$

Решая (2.59), определим значения  $x$ , соответствующие экстремумам. При  $x \geq 0$  получаем решение в виде

$$x_n = \frac{\pi}{2} + \pi n, \quad (2.60)$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$ .

Анализ (2.60) показывает, что на одном периоде функции  $\Delta\theta(x)$  существует один максимум и один минимум. Экстремальные значения информационной составляющей  $\Delta\theta(x)$  определим, подставив (2.60) в формулу (2.58).

Это приводит к следующим выражениям:

$$\Delta\theta_1 = \operatorname{arctg} \frac{2|\dot{\Gamma}|}{1-|\dot{\Gamma}|^2}; \quad (2.61)$$

$$\Delta\theta_2 = -\operatorname{arctg} \frac{2|\dot{\Gamma}|}{1-|\dot{\Gamma}|^2}, \quad (2.62)$$

где  $\Delta\theta_1$  и  $\Delta\theta_2$  — максимальное и минимальное значения информационной составляющей  $\Delta\theta(x)$  соответственно.

Из (2.61) и (2.62) следует, что экстремальные значения имеют одинаковую абсолютную величину. Введем величину  $\Delta\theta_{\max}$ , которая представляет собой максимальное отклонение информационной составляющей относительно нуля, понимая под этим абсолютную величину экстремумов

$$\Delta\theta_{\max} = \operatorname{arctg} \frac{2|\dot{\Gamma}|}{1-|\dot{\Gamma}|^2}. \quad (2.63)$$

Преобразуем выражение (2.63) к виду

$$\operatorname{tg}(\Delta\theta_{\max})|\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| - \operatorname{tg}(\Delta\theta_{\max}) = 0. \quad (2.64)$$

Найдем корни квадратного уравнения (2.64)

$$|\dot{\Gamma}|_{1,2} = -\frac{1}{\operatorname{tg}(\Delta\theta_{\max})} \pm \sqrt{\frac{1}{\operatorname{tg}^2(\Delta\theta_{\max})} + 1}. \quad (2.65)$$

Поскольку модуль ККО является величиной положительной, то физический смысл в (2.65) будет иметь только одно решение (выбираем знак «+» перед радикалом). После ряда несложных преобразований окончательно получаем следующее выражение для расчета модуля ККО на основе фазового распределения электромагнитной волны в отрезке линии передачи:

$$|\dot{\Gamma}| = \operatorname{tg} \frac{\Delta\theta_{\max}}{2}. \quad (2.66)$$

Определим положение нулей информационной составляющей  $\Delta\theta(x)$ , приравняв выражение (2.58) к нулю, что приводит к уравнению

$$\operatorname{arctg} \frac{2|\dot{\Gamma}| \sin x}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} = 0. \quad (2.67)$$

При  $x \geq 0$  получаем решение в виде

$$x_{0n} = \pi n, \quad (2.68)$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$ .

Из (2.68) следует, что положение нулей функции  $\Delta\theta(x)$  не зависит от значения модуля ККО  $|\dot{\Gamma}|$ , а зависит только от координаты  $x$ , то есть только от аргумента ККО, что позволяет определить  $\varphi$ . Выразив из (2.19) параметр  $l$ , с учетом (2.68) находим значения  $l_{0n}$ , в которых расположены нули функции  $\Delta\theta(l)$

$$l_{0n} = \frac{n\pi + \varphi}{2\beta}. \quad (2.69)$$



Выражение (2.69) позволяет определить аргумент комплексного коэффициента отражения по положению нулей функции  $\Delta\theta(l)$ . Для этого подключим в качестве нагрузки  $N$  образцовый короткозамыкатель, аргумент ККО которого равен  $\varphi_{\text{кз}} = -\pi$ . При этом нули функции  $\Delta\theta(l)$  в соответствии с (2.68) будут расположены в точках

$$l_{0n}^{\text{кз}} = \frac{n\pi - \pi}{2\beta}. \quad (2.70)$$

Определим величину смещения нулей  $\Delta l_\theta$  функции  $\Delta\theta(l)$  при подключении образцового короткозамыкателя, используя (2.69) и (2.70)

$$\Delta l_\theta = l_{0n} - l_{0n}^{\text{кз}} = \frac{\varphi + \pi}{2\beta}. \quad (2.71)$$

Из формулы (2.71) выразим  $\varphi$  следующим образом

$$\varphi = -\pi + \frac{4\pi}{\lambda} \Delta l_\theta. \quad (2.72)$$

Таким образом, с использованием функции  $\Delta\theta(x)$ , которая определяется только фазовым распределением поля в линии передачи, с помощью формул (2.66) и (2.72) можно определить модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения.

#### **2.2.4. Решение измерительной задачи на основе амплитудного распределения поля в линии передачи**

В БКО по формуле (2.56) осуществляется расчет функции  $V(l)$ , которая, как показано ранее, связана только с амплитудным распределением поля в ОЛП. С учетом (2.19) эту формулу преобразуем к виду

$$V(x) = K_3 E_n^2 \sqrt{1 - |\dot{\Gamma}|^2 (4\cos^2 x - 2) + |\dot{\Gamma}|^4}. \quad (2.73)$$

С использованием формулы (2.73), построим графики зависимости  $V(x)$  для линии передачи без потерь при различных значениях модуля ККО.

Эти графики изображены на рисунке 2.7. Из выражения (2.73) и графиков следует, что  $V(x)$  — периодическая функция аргумента  $x$  с периодом  $\pi$ . Эта зависимость существенно отличается от амплитудного распределения поля в линии передачи, которое представлено, на рисунке 2.4. Отличие проявляется в том, что период функции  $V(x)$  в два раза меньше периода амплитудного распределения  $U(x)$ , который равен  $2\pi$ . То есть на расстоянии, равном половине длины волны, укладывается не один период, а два периода функции  $V(x)$ . Кроме того, форма функции  $V(x)$  также отличается от формы амплитудного распределения  $U(x)$ .

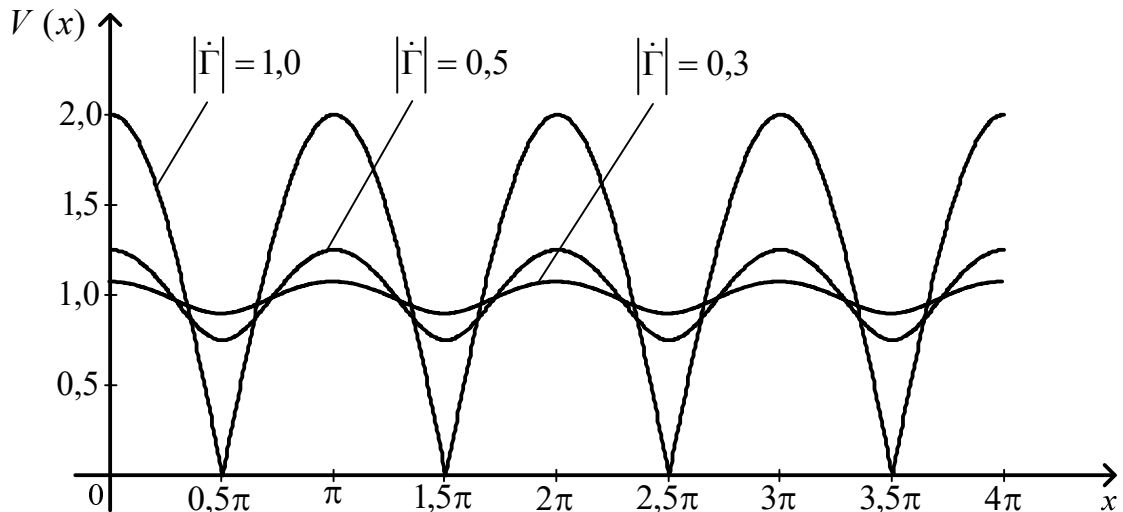


Рисунок 2.7 — Графики функции  $V(x)$

Найдем минимальное  $V_{\min}$  и максимальное  $V_{\max}$  значения функции  $V(x)$ . Для этого продифференцируем выражение (2.73) по  $x$  и приравняем производную к нулю, что приводит к уравнению

$$\frac{2K_3 |E_n|^2 |\dot{\Gamma}|^2 \sin 2x}{\sqrt{1 - |\dot{\Gamma}|^2 (4\cos^2 x - 2) + |\dot{\Gamma}|^4}} = 0. \quad (2.74)$$

При  $x \geq 0$  решение этого уравнения имеет вид

$$x_n = n \frac{\pi}{2}, \quad (2.75)$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$

Анализируя (2.75) легко убедиться в том, что минимумы функции  $V(x)$  будут наблюдаться при четных значениях  $n = 2m$ , а максимумы — при нечетных значениях  $n = 2m + 1$ , где  $m = 0, 1, 2, \dots$ . С учетом этого, подставляя (2.75) в формулу (2.73), получаем:

$$\begin{cases} V_{\min} = K_3 E_n^2 \sqrt{1 - 2|\dot{\Gamma}|^2 + |\dot{\Gamma}|^4} = K_3 E_n^2 (1 - |\dot{\Gamma}|^2); \\ V_{\max} = K_3 E_n^2 \sqrt{1 + 2|\dot{\Gamma}|^2 + |\dot{\Gamma}|^4} = K_3 E_n^2 (1 + |\dot{\Gamma}|^2). \end{cases} \quad (2.76)$$

Из (2.76) следует, что минимальное и максимальное значения  $V(x)$  зависят только от модуля ККО и не зависят от аргумента, что позволяет определить значение  $|\dot{\Gamma}|$ . Для этого решим систему уравнений (2.76) относительно модуля ККО. В результате получаем следующее выражение для расчета модуля ККО

$$|\dot{\Gamma}| = \sqrt{\frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}}. \quad (2.77)$$

Из (2.75) следует, что положение экстремумов  $U(x)$  не зависит от значения модуля ККО  $|\dot{\Gamma}|$ , а зависит только от переменной  $x$ , то есть только от аргумента ККО  $\varphi$ . Это позволяет определить  $\varphi$ .

Выше показано, что минимумы функции  $V(x)$  будут наблюдаться при  $n = 2m$ . Подставляя это значение в (2.75), получаем

$$x_{\min m} = m\pi. \quad (2.78)$$

Выразив из (2.19) параметр  $l$ , с учетом (2.78) находим значения  $l_{\min m}$ , в которых расположены минимумы функции  $V(l)$ :

$$l_{\min m} = \frac{m\pi + \varphi}{2\beta}. \quad (2.79)$$

При подключении образцового короткозамыкателя в качестве нагрузки, аргумент ККО которого равен  $\varphi_{\text{кз}} = -\pi$ , минимумы будут расположены в точках

$$l_{\min m}^{\text{кз}} = \frac{m\pi - \pi}{2\beta}. \quad (2.80)$$

Определим величину смещения минимумов  $\Delta l_U$  функции  $V(l)$ , используя (2.79) и (2.80)

$$\Delta l_V = l_{\min m} - l_{\min m}^{\text{кз}} = \frac{\varphi + \pi}{2\beta}. \quad (2.81)$$

Из формулы (2.81) выразим  $\varphi$  следующим образом

$$\varphi = -\pi + \frac{4\pi}{\lambda} \Delta l_U. \quad (2.82)$$

Таким образом, с использованием функции  $V(x)$ , которая определяется только амплитудным распределением поля в линии передачи, с помощью формул (2.77) и (2.82) можно определить модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения.

Полученные оценки модуля и аргумента ККО в результате анализа фазового (формулы (2.66) и (2.72)) и амплитудного (формулы (2.77) и (2.82)) распределений при двухзондовом анализе также, как и при однозондовом анализе обеспечивают за один измерительный цикл двойную избыточность результатов, что может быть использовано для повышения точности.

### **2.3. Оценка метрологических возможностей квадратурного способа измерения комплексного коэффициента отражения**

#### **2.3.1. Анализ методической погрешности**

Реализация квадратурного способа измерения ККО сопряжена с рядом погрешностей. Метрологические возможности способа ограничиваются величиной методической погрешности (погрешность метода). Поэтому проведем оценку методической погрешности измерения, свойственной предложенному принципу измерения. Эта погрешность вызывается наличием раз-

баланса амплитуд и разбаланса фаз, которые возникают в квадратурном демодуляторе из-за его неидеальности [55].

При косвенном определении величины  $f$  максимально абсолютную погрешность измерения  $\Delta f$  этой величины определяют по формуле [52]

$$\Delta f = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial a} \Delta a\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial b} \Delta b\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial c} \Delta c\right)^2 + \dots}, \quad (2.83)$$

где  $a, b, c, \dots$  — промежуточные результаты (величины) прямых измерений, по которым определяют величину  $f$ ;

$\frac{\partial f}{\partial a}, \frac{\partial f}{\partial b}, \frac{\partial f}{\partial c}, \dots$  — частные производные функции  $f$  по переменным  $a, b, c, \dots$ ,

которые называют коэффициентами чувствительности;

$\Delta a, \Delta b, \Delta c, \dots$  — абсолютные погрешности измерений величин  $a, b, c, \dots$ .

При этом предполагается отсутствие корреляционной связи между погрешностями измерения промежуточных величин [52].

Далее ограничимся рассмотрением однозондового анализа. В этом случае результатами косвенного измерения будем считать функции  $U(l)$  и  $\psi(l)$  (в дальнейшем  $U$  и  $\psi$ ), а результатами прямых измерений являются выходные сигналы квадратурного демодулятора  $I$  и  $Q$ .

Используя (2.14) и (2.15) найдем частные производные функций  $U$  и  $\psi$  по каждой из переменных  $I$  и  $Q$ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial U}{\partial I} &= \frac{2I}{\sqrt{I^2 + Q^2}}; & \frac{\partial \psi}{\partial I} &= -\frac{Q}{I^2 + Q^2}; \\ \frac{\partial U}{\partial Q} &= \frac{2Q}{\sqrt{I^2 + Q^2}}; & \frac{\partial \psi}{\partial Q} &= \frac{I}{I^2 + Q^2}. \end{aligned}$$

С учетом этого, используя (2.83), получаем соотношения для расчета абсолютных погрешностей измерения амплитуды  $\Delta U$  и начальной фазы  $\Delta \psi$ :

$$\Delta U = \sqrt{\left(\frac{2I}{\sqrt{I^2 + Q^2}} \Delta I\right)^2 + \left(\frac{2Q}{\sqrt{I^2 + Q^2}} \Delta Q\right)^2}; \quad (2.84)$$

$$\Delta \psi = \sqrt{\left(\frac{Q}{I^2 + Q^2} \Delta I\right)^2 + \left(\frac{I}{I^2 + Q^2} \Delta Q\right)^2}, \quad (2.85)$$

где  $\Delta I$  и  $\Delta Q$  — абсолютные погрешности измерения квадратурных составляющих  $I$  и  $Q$ .

Числовой расчет проведен для случая  $|\dot{\Gamma}| = 0,33$  ( $K_{стU} = 2,0$ ). При этом предполагалось применение прецизионного квадратурного демодулятора, реализованного на основе интегральной схемы типа *ADL5382* [57] производства компании *Analog Devices*. Для этого демодулятора разбаланс амплитуд  $I$  и  $Q$  составляющих не превышает 0,05 дБ, что в относительных единицах соответствует приращению  $\delta A = 0,006$ , а разбаланс фаз не превышает  $\Delta \phi^0 = \pm 0,2^0$  [57]. Это позволило, с использованием формул (2.12) и (2.13), рассчитать погрешности квадратурных составляющих  $\Delta I$  и  $\Delta Q$  и определить погрешности измерения амплитуды  $\Delta U$  и начальной фазы  $\Delta \psi$  по формулам (2.85) и (2.86). При этом относительная погрешность измерения амплитуды не превышает  $\Delta U/U, \% = \pm 0,7\%$ , а абсолютная погрешность измерения начальной фазы —  $\Delta \psi = \pm 0,3^0$ .

Поскольку между  $\Delta I$  и  $\Delta Q$  существует корреляция (см. (2.12) и (2.13)), то полученные значения весьма приближенны и пригодны лишь для быстрой ориентировочной оценки. Поэтому проведено точное моделирование методической погрешности измерения с помощью разработанных программ при использовании фазового распределения (фазовый анализ) и амплитудного распределения (амплитудный анализ) электромагнитного поля в линии передачи [84]. Моделирование основано на расчетах измеренных значений  $|\dot{\Gamma}_и|$  и  $\phi_и$  при использовании неидеального (наличие разбаланса) квадратурного

детектора и сравнении этих результатов с истинными значениями  $|\dot{\Gamma}|$  и  $\varphi$ . При этом для различных значений разбаланса амплитуды  $\delta A$  и фазы  $\Delta\varphi^0$  определялись относительная погрешность измерения модуля  $\delta|\dot{\Gamma}|$  и абсолютная погрешность измерения аргумента  $\Delta\varphi$  по формулам:

$$\delta|\dot{\Gamma}| = 1 - |\dot{\Gamma}_н|/|\dot{\Gamma}|; \quad (2.86)$$

$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_н. \quad (2.87)$$

Моделирование проводилось при различных значениях разбаланса амплитуд и разбаланса фаз квадратурного детектора, а также при различных значениях модуля ККО измеряемого микроволнового двухполюсника.

### **2.3.1.1 Результаты моделирования методической погрешности при фазовом анализе**

Моделирование методической погрешности квадратурного способа измерения ККО при фазовом анализе проведено с использованием программы, представленной в приложении А [84].

На первом этапе исследовано раздельное влияние разбаланса амплитуд (в отсутствие разбаланса фаз) и разбаланса фаз (в отсутствие разбаланса амплитуд) квадратурного детектора на погрешности измерения модуля и аргумента ККО.

При этом установлено, что погрешность измерения аргумента в первом случае и погрешность измерения модуля во втором случае практически равнялись нулю.

Графики зависимостей погрешности измерения модуля от величины разбаланса амплитуд и погрешности измерения аргумента от величины разбаланса фаз для случая фазового анализа при  $|\dot{\Gamma}| = 0,33$  представлены на рисунках 2.8 и 2.9. На рисунке 2.8 величина разбаланса амплитуд  $\delta A$  изменялась от 0 до 0,25, что в децибелах соответствует изменению от 0 до 2 дБ.

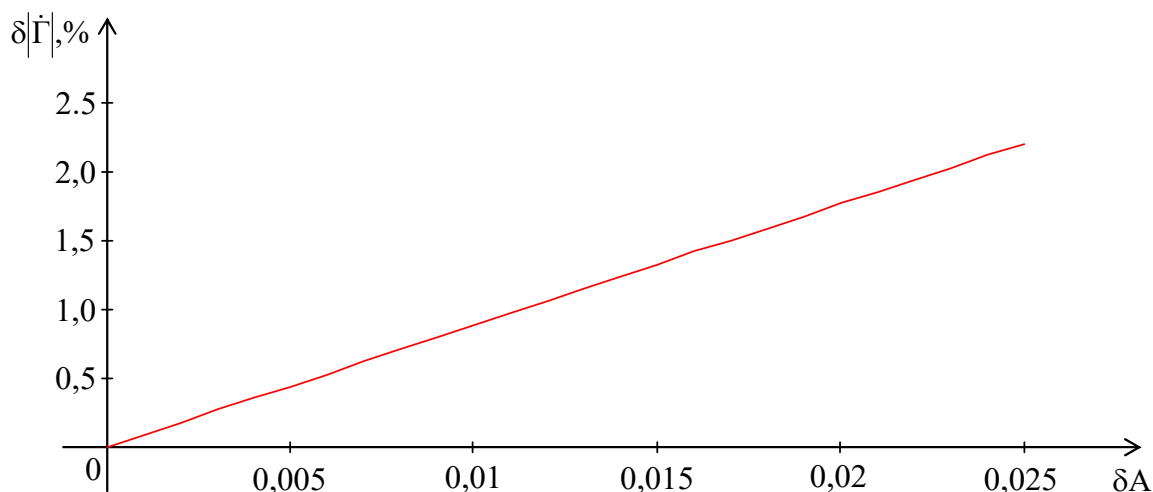


Рисунок 2.8 — Зависимость методической относительной погрешности измерения модуля ККО  $\delta|\dot{\Gamma}|, \%$  от разбаланса амплитуд  $\delta A$  при фазовом анализе

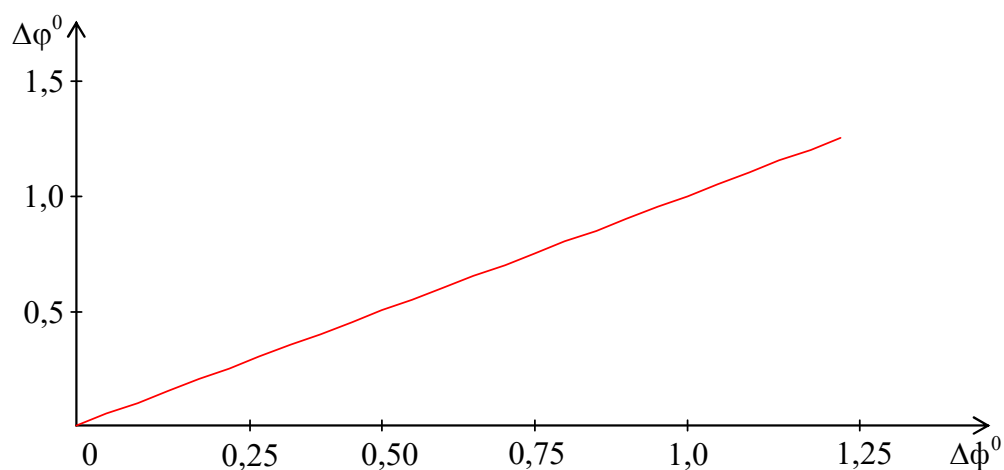


Рисунок 2.9 — Зависимость методической абсолютной погрешности измерения аргумента ККО  $\Delta\varphi^0$  от разбаланса фаз  $\Delta\varphi^0$  при фазовом анализе

Из представленных на рисунках 2.8 и 2.9 графиков следует, что для проведения высокоточных измерений при фазовом анализе с погрешностью по модулю не более 1% и по аргументу не более  $1^0$  необходимо использовать квадратурный демодулятор с разбалансом амплитуд не более 0,1 дБ, и разбалансом фаз не более  $1^0$ .

На втором этапе проведено моделирование методической погрешности при фазовом анализе для случая использования прецизионного квадратурного демодулятора на основе интегральной схемы *ADL5382*, для которого мак-



симальные значения разбаланса амплитуд и разбаланса фаз равны:  $\delta A = 0,006$   $\Delta\phi^0 = \pm 0,3^0$  [57].

На рисунках 2.10 и 2.11 представлены графики зависимостей погрешностей измерения модуля и аргумента ККО измеряемого двухполюсника от величины модуля ККО этого двухполюсника при фазовом анализе.

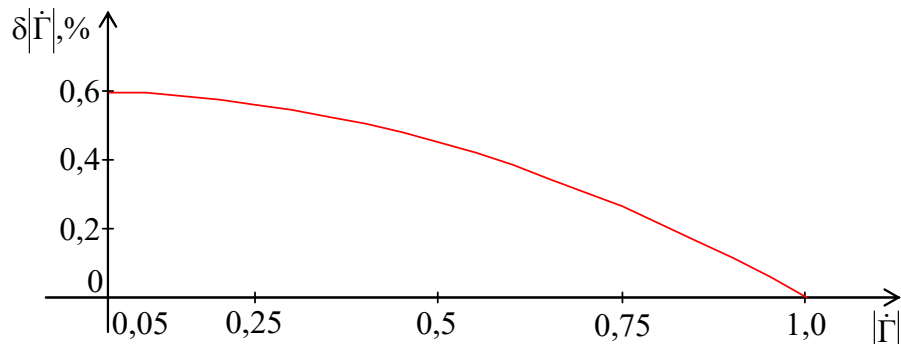


Рисунок 2.10 — Зависимость методической относительной погрешности измерения модуля ККО  $\delta|\dot{\Gamma}|$  от величины модуля  $|\dot{\Gamma}|$  при фазовом анализе

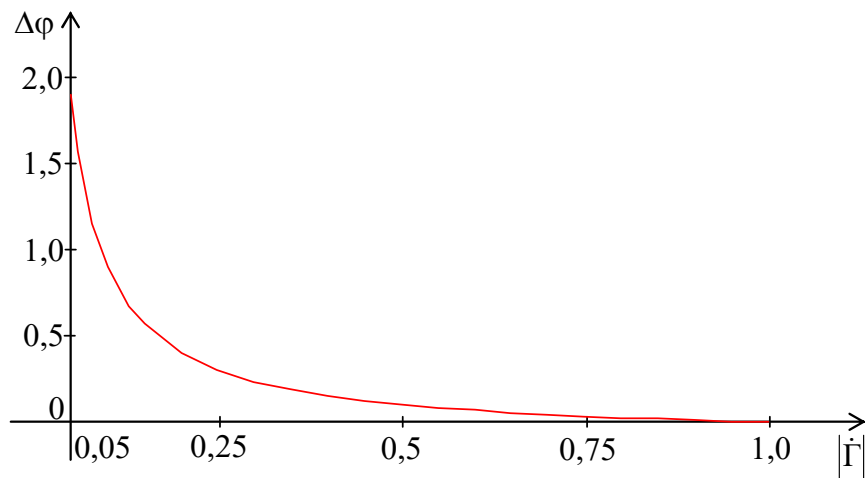


Рисунок 2.11 — Зависимость методической абсолютной погрешности измерения аргумента ККО  $\Delta\phi^0$  от величины модуля  $|\dot{\Gamma}|$  при фазовом анализе

Погрешность средств измерения, как правило, нормируется при  $|\dot{\Gamma}| = 0,33$  ( $K_{стU} = 2,0$ ). Из представленных на рисунках 2.10 и 2.11 результатов следует, что в этом случае при фазовом анализе методическая погрешность измерения модуля не превышает 0,54%, а аргумента — 0,2 $^0$ .

### 2.3.1.2. Результаты моделирования методической погрешности при амплитудном анализе

Моделирование методической погрешности квадратурного способа измерения ККО при амплитудном анализе проведено с использованием программы, представленной в приложении Б [84].

На первом этапе исследовано раздельное влияние разбаланса амплитуд и разбаланса фаз квадратурного демодулятора на погрешности измерения модуля и аргумента ККО.

При этом установлено, что погрешности измерения модуля ККО и аргумента ККО равны нулю при любой величине разбаланса амплитуд. Это говорит о том, что, несмотря на искажение функции  $U(x)$  (см. формулу (2.35)), вызванное разбалансом амплитуд, отношение максимального и минимального значений, а также положение минимумов этой функции остается неизменным при любом значении разбаланса амплитуд.

Графики зависимостей погрешностей измерения модуля и аргумента ККО от величины разбаланса фаз для случая использования фазового анализа при  $|\dot{\Gamma}| = 0,33$  представлены на рисунках 2.12 и 2.13.

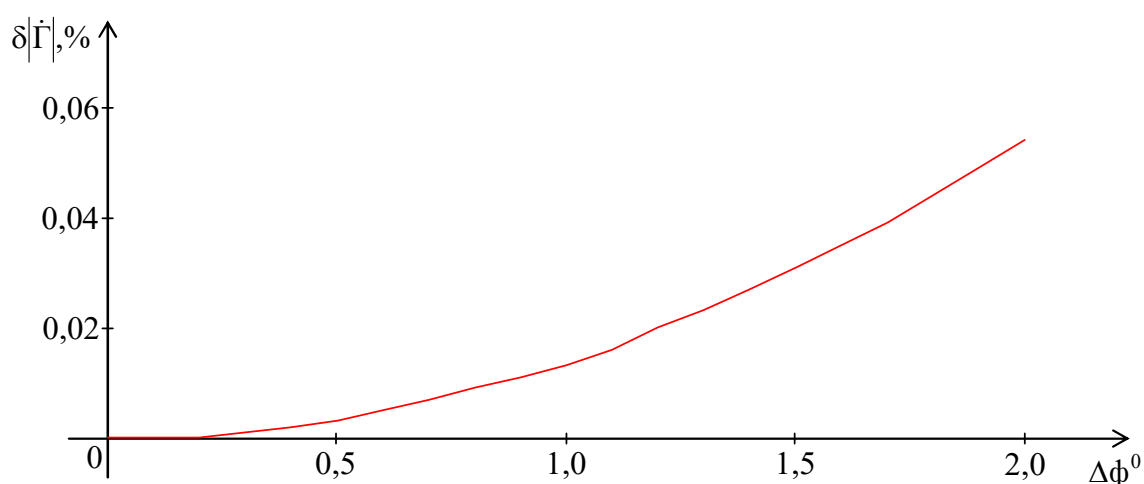


Рисунок 2.12 — Зависимость методической относительной погрешности измерения модуля ККО  $\delta|\dot{\Gamma}|$  от разбаланса фаз  $\Delta\phi^0$  при амплитудном анализе

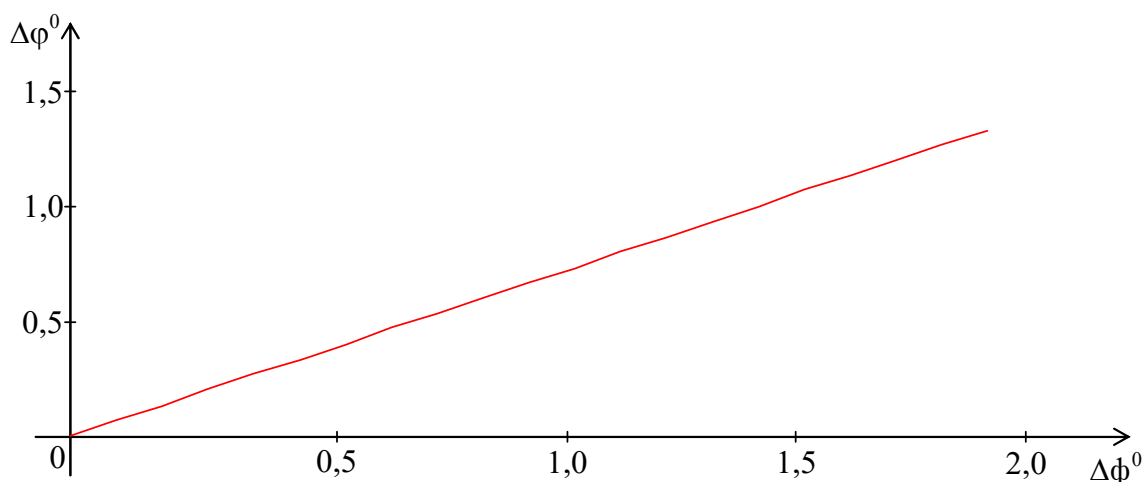


Рисунок 2.13 — Зависимость методической абсолютной погрешности измерения аргумента ККО  $\Delta\phi$  от разбаланса фаз  $\Delta\phi^0$  при амплитудном анализе

Из представленных на рисунках 2.12 и 2.13 графиков следует, что для проведения высокоточных измерений при амплитудном анализе с погрешностью по модулю не более 0,05% и по аргументу не более  $1^\circ$  достаточно использовать квадратурный демодулятор с разбалансом фаз не более 1,5 градусов, например неprecизионный демодулятор типа *U2794B*, выполненный в интегральном исполнении [31], для которого разбаланс амплитуд составляет 0,2 дБ (0,023), а разбаланс фаз —  $1,5^\circ$ . Применение прецизионного квадратурного детектора с величиной разбаланса фаз менее 0,5 градуса позволяет уменьшить погрешность измерения модуля ККО до очень малой величины (менее 0,01%), а погрешность измерения аргумента ККО до нескольких десятых градуса.

На втором этапе проведено моделирование методической погрешности аргумента ККО при амплитудном анализе для случая использования прецизионного квадратурного демодулятора на основе интегральной схемы *ADL5382*. На рисунке 2.14 представлен график зависимости погрешности измерения аргумента ККО измеряемого двухполюсника от величины модуля ККО этого двухполюсника при амплитудном анализе.

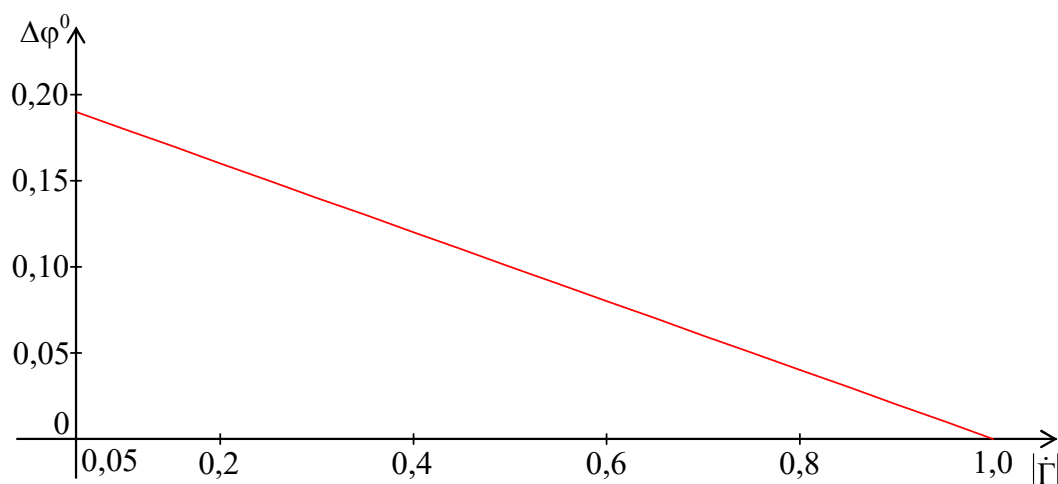


Рисунок 2.14 — Зависимость методической абсолютной погрешности измерения аргумента ККО  $\delta|\dot{\Gamma}|$  от модуля ККО  $|\dot{\Gamma}|$  при амплитудном анализе

Из представленных на рисунках 2.14 результатов следует, что для  $|\dot{\Gamma}|=0,333$  ( $K_{стU} = 2,0$ ) при амплитудном анализе методическая абсолютная погрешность измерения аргумента не превышает  $0,15^0$ .

Сравнивая результаты моделирования приходим к выводу, что при амплитудном анализе обеспечивается несколько меньшая методическая погрешность измерений как модуля, так и аргумента ККО.

### 2.3.2. Оценка погрешности измерения, вызываемой неидеальностью зонда при анализе фазового распределения

Одним из источников погрешности измерения при использовании зондовых структур является неидеальность характеристик ответвляющего зонда [58]. Исследование влияния неидеальности зонда на погрешности измерения при использовании анализа амплитудного распределения электромагнитного поля в линии передачи проведено в ряде работ, например в [50]. В тоже время, подобные исследования при использовании анализа фазового распределения поля в линии передачи до настоящего времени не проводились.

В дальнейшем ограничимся рассмотрением однозондового анализа. В этом случае микроволновая часть схемы измерительного устройства, реализующего квадратурный способ, представлена на рисунке 2.15.

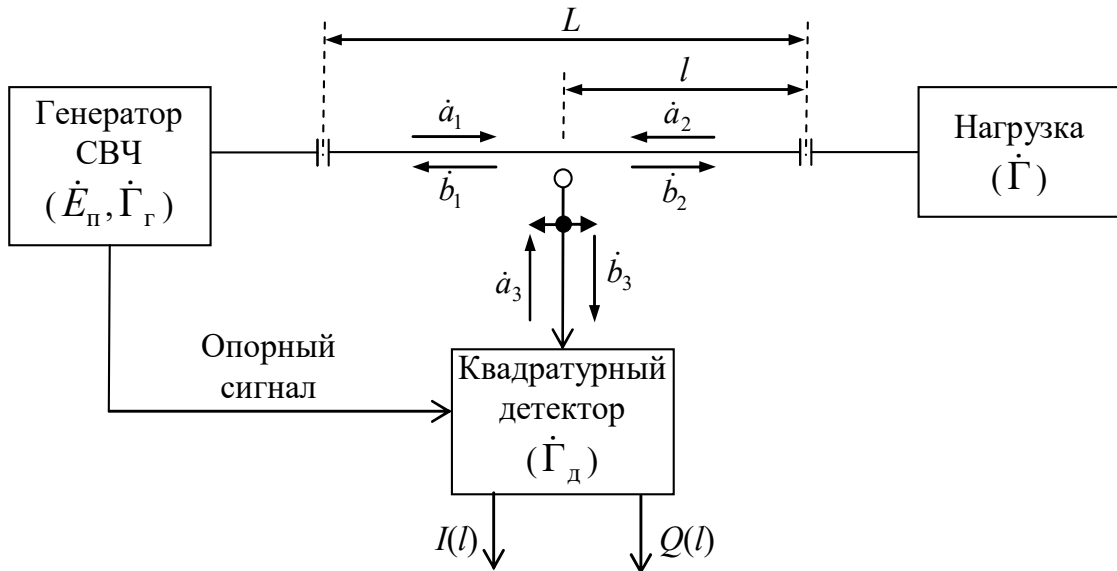


Рисунок 2.15 — Структурная схема микроволновой части схемы измерителя комплексного коэффициента отражения

На рисунке 2.15 обозначено:  $E_n$  — амплитуда падающей волны, возбуждаемой в отрезке линии передачи в плоскости подключения генератора (начальная фаза принята равной нулю);  $\dot{\Gamma}_r$  — ККО СВЧ генератора в плоскости его подключения;  $\dot{\Gamma}$  — ККО нагрузки в плоскости её подключения;  $\dot{\Gamma}_d$  — ККО квадратурного детектора.

При дальнейшем рассмотрении зонд будем считать неидеальным и представим его в виде шестиполюсника, который описывается матрицей рассеивания  $[S]$ . Запишем систему уравнений, связывающих падающие  $\dot{a}_i$  и отраженные  $\dot{b}_i$  волны на полюсах этого шестиполюсника в плоскости подключения зонда [8, 50]:

$$\begin{cases} \dot{b}_1 = \dot{S}_{11}\dot{a}_1 + \dot{S}_{12}\dot{a}_2 + \dot{S}_{13}\dot{a}_3; \\ \dot{b}_2 = \dot{S}_{21}\dot{a}_1 + \dot{S}_{22}\dot{a}_2 + \dot{S}_{23}\dot{a}_3; \\ \dot{b}_3 = \dot{S}_{31}\dot{a}_1 + \dot{S}_{32}\dot{a}_2 + \dot{S}_{33}\dot{a}_3, \end{cases} \quad (2.88)$$

где  $\dot{S}_{nm}$  — элементы матрицы рассеивания шестиполюсника.

Запишем граничные условия на полюсах шестиполюсника:

$$\begin{cases} \dot{a}_1 = E_{\text{п}} e^{-j\beta(L-l)} + \dot{b}_1 \dot{\Gamma}_{\text{р}} e^{-j2\beta(L-l)} ; \\ \dot{a}_2 = \dot{b}_2 \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l} ; \\ \dot{a}_3 = \dot{b}_3 \dot{\Gamma}_{\text{д}} . \end{cases}$$

Подставляя граничные условия в систему уравнений (2.88), учитывая, что шестиполюсник является взаимным ( $\dot{S}_{nm} = \dot{S}_{mn}$ ) и обладает симметрией относительно плоскости размещения зонда ( $\dot{S}_{11} = \dot{S}_{22}$ ,  $\dot{S}_{31} = \dot{S}_{32}$ ) преобразуем эту систему к следующему виду:

$$\begin{cases} -\dot{S}_{11} \dot{E}_{\text{п}} e^{-j\beta(L-l)} = \dot{b}_1 (\dot{S}_{11} \dot{\Gamma}_{\text{р}} e^{-j2\beta(L-l)} - 1) + \dot{b}_2 \dot{S}_{21} \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l} + \dot{b}_3 \dot{S}_{31} \dot{\Gamma}_{\text{д}} ; \\ -\dot{S}_{21} \dot{E}_{\text{п}} e^{-j\beta(L-l)} = \dot{b}_1 \dot{S}_{21} \dot{\Gamma}_{\text{р}} e^{-j2\beta(L-l)} + \dot{b}_2 (\dot{S}_{11} \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l} - 1) + \dot{b}_3 \dot{S}_{31} \dot{\Gamma}_{\text{д}} ; \\ -\dot{S}_{31} \dot{E}_{\text{п}} e^{-j\beta(L-l)} = \dot{b}_1 \dot{S}_{31} \dot{\Gamma}_{\text{р}} e^{-j2\beta(L-l)} + \dot{b}_2 \dot{S}_{31} \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l} + \dot{b}_3 (\dot{S}_{33} \dot{\Gamma}_{\text{д}} - 1) . \end{cases} \quad (2.89)$$

Далее учтем, что ненаправленный зонд должен оказывать малое влияние на поле в первичной линии передачи. Это достигается подбором глубины погружения зонда в линию передачи. Поэтому модуль элемента матрицы рассеяния  $\dot{S}_{31}$  является малой величиной. Учтем также, что модули элементов  $\dot{S}_{11}$ ,  $\dot{S}_{33}$ , а также модули ККО  $\dot{\Gamma}_{\text{р}}$ ,  $\dot{\Gamma}_{\text{д}}$  являются малыми величинами (менее 0,1), что достигается применением для согласования ферритовых вентиляей, развязывающих аттенюаторов и др. При этих условиях в системе уравнений (2.89) представляется возможным без существенной потери точности модели, пренебречь малыми величинами второго и более высоких порядков. С учетом этого получаем:

$$\begin{cases} -\dot{S}_{11} \dot{E}_{\text{п}} e^{-j\beta(L-l)} = -\dot{b}_1 + \dot{b}_2 \dot{S}_{21} \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l} ; \\ -\dot{S}_{21} \dot{E}_{\text{п}} e^{-j\beta(L-l)} = \dot{b}_1 \dot{S}_{21} \dot{\Gamma}_{\text{р}} e^{-j2\beta(L-l)} + \dot{b}_2 (\dot{S}_{11} \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l} - 1) ; \\ -\dot{S}_{31} \dot{E}_{\text{п}} e^{-j\beta(L-l)} = \dot{b}_2 \dot{S}_{31} \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l} - \dot{b}_3 . \end{cases} \quad (2.90)$$

Решим систему уравнений (2.90) относительно ответвленной волны  $\dot{b}_3$ , падающей на вход квадратурного детектора. В результате решения получаем

$$\dot{b}_3 = \dot{E}_n \dot{S}_{31} e^{-j\beta(L-l)} \frac{1 + (\dot{S}_{21} - \dot{S}_{11}) \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l}}{1 - \dot{S}_{11} \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l} - \dot{S}_{21}^2 \dot{\Gamma} \dot{\Gamma}_r e^{-j2\beta L}}. \quad (2.91)$$

Из формулы (2.91) следует, что на волну, поступающую на вход квадратурного детектора с зонда, оказывают влияние не только ККО измеряемой нагрузки  $\dot{\Gamma}$ , но и параметры зонда ( $\dot{S}_{11}$ ,  $\dot{S}_{21}$ ,  $\dot{S}_{31}$ ), а также ККО генератора ( $\dot{\Gamma}_r$ ), что приводит к погрешности измерения. Поскольку предполагается исследование влияния только ненаправленного зонда на результат измерения, то в формуле (2.91) можно ККО генератора  $\dot{\Gamma}_r$  положить равным нулю, считая, что обеспечивается идеальное согласование генератора с линией передачи. С учетом этого получаем

$$\dot{b}_3 = \dot{E}_n e^{-j\beta(L-l)} \dot{S}_{31} \frac{1 + (\dot{S}_{21} - \dot{S}_{11}) \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l}}{1 - \dot{S}_{11} \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l}}. \quad (2.92)$$

Определим квадратурные составляющие  $I(l)$  и  $Q(l)$ , формируемые на выходах квадратурного детектора:

$$I(l) = K_{\text{он}} \dot{E}_n |\dot{b}_3| \cdot \cos(\psi_{\text{он}} - \arg\text{um}(b_3)); \quad (2.93)$$

$$Q(l) = K_{\text{он}} \dot{E}_n |\dot{b}_3| \cdot \sin(\psi_{\text{он}} - \arg\text{um}(b_3)), \quad (2.94)$$

где  $|\dot{b}_3|$ ,  $\arg\text{um}(b_3)$  — модуль и аргумент ответвленной волны  $\dot{b}_3$  соответственно.

С учетом выражений (2.93) и (2.94) фазовое распределение принимает следующий вид

$$\psi(l) = \arctg(Q(l)/I(l)) = \psi_{\text{он}} - \arg\text{um}(b_3). \quad (2.95)$$

Подставляя в (2.95) формулу (2.92), окончательно получаем

$$\psi(l) = \psi_{\text{он}} + \beta L - \beta l - \varphi_{31} - \arg\text{um}\left(\frac{1 + (\dot{S}_{21} - \dot{S}_{11}) \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l}}{1 - \dot{S}_{11} \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l}}\right), \quad (2.96)$$

где  $\varphi_{31}$  — аргумент элемента матрицы рассеяния  $\dot{S}_{31}$ .

Из формулы (2.96) следует, что четыре первые составляющие ( $\psi_{оп}$ ,  $\beta L$ ,  $-\beta l$  и  $\psi_{31}$ ) не несут информации об измеряемом ККО  $\dot{\Gamma}$ , поэтому эти составляющие можно исключить при обработке измерительной информации в режиме калибровки прибора. При дальнейшем рассмотрении сосредоточим внимание на информационной составляющей, которую запишем в виде

$$\Delta\psi(l) = -\argum\left(\frac{1 + (\dot{S}_{21} - \dot{S}_{11})\dot{\Gamma}e^{-j2\beta l}}{1 - \dot{S}_{11}\dot{\Gamma}e^{-j2\beta l}}\right), \quad (2.97)$$

Характер влияния неидеальности зонда на фазовое распределение электромагнитной волны в линии передачи иллюстрируется рисунок. 2.16. На этом рисунке сплошной линией представлено фазовое распределение для неидеального зонда, рассчитанное по формуле (2.97), а штриховой линией — для идеального зонда, рассчитанное по формуле (2.20).

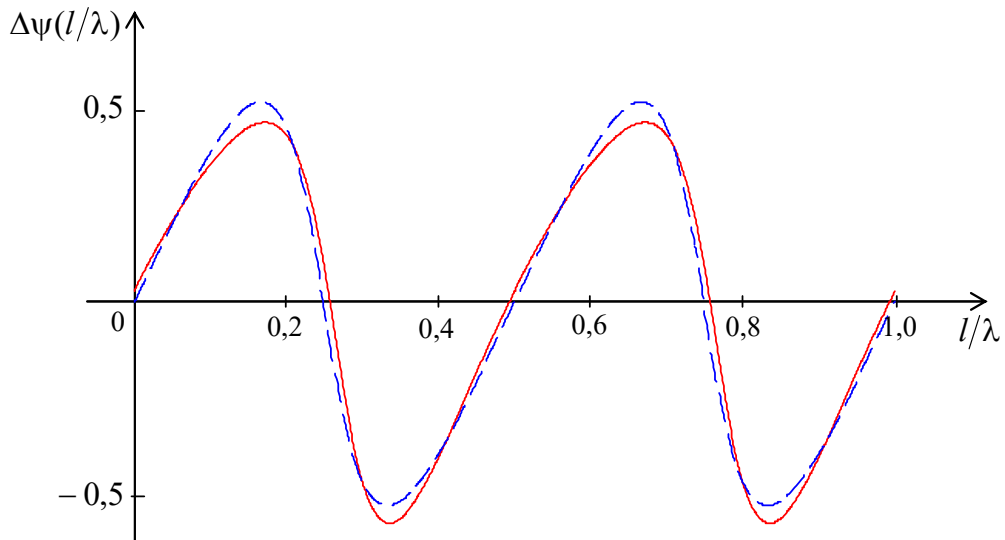


Рисунок 2.16 — Иллюстрация влияния неидеальности зонда на фазовое распределение электромагнитной волны в линии передачи

Из представленных графиков следует, что неидеальность зонда приводит к следующим искажениям фазового распределения:

1. Экстремальные значения фазового распределения для случая неидеального зонда отличаются от экстремальных значений для случая идеального зонда. Это приводит к погрешности измерения модуля ККО, что следует из



формулы (2.28). Причем величина максимумов уменьшается по отношению к идеальной ситуации, а абсолютная величина минимумов — увеличивается. Поэтому целесообразно при расчетах использовать среднее арифметическое значение этих величин, что позволит уменьшить погрешность определения модуля ККО.

2. Положения нулевых значений фазового распределения смещаются вдоль линии передачи. Это приводит к погрешности измерения аргумента ККО, что следует из формулы (2.34). Причем величина смещения двух соседних нулевых значений фазового распределения различна. Поэтому необходимо установить, какое из этих значений целесообразно использовать при измерении аргумента ККО с точки зрения минимизации погрешности.

Для проведения моделирования погрешностей измерения модуля и аргумента ККО, вызываемых неидеальностью зонда [58], была создана программа обработки измерительной информации (приложение В). Программа состоит из пяти блоков. В первом блоке задаются исходные данные: модуль  $|\dot{\Gamma}|$  и аргумент  $\varphi$  ККО измеряемой нагрузки; модули  $|\dot{S}_{21}|$ ,  $|\dot{S}_{11}|$  и аргументы  $\varphi_{21}$ ,  $\varphi_{11}$  параметров неидеального зонда. Во втором блоке рассчитываются фазовые распределения для случаев идеального и неидеального зондов. В третьем блоке осуществляется автоматический поиск двух экстремальных значений (максимума и минимума) для случая неидеального зонда и двух соседних положений нулевых значений фазовых распределений для случая идеального и неидеального зондов. В четвертом блоке рассчитываются измеренное значение модуля ККО  $|\dot{\Gamma}_и|$  и относительное смещение нулей фазового распределения  $\Delta l/\lambda$  ( $\Delta l$  — абсолютное смещение). При расчете измеренного значения модуля ККО отражения использовалась формула (2.28).

В пятом блоке рассчитываются относительная погрешность измерения модуля ККО  $\delta\Gamma$  по формуле (2.86) и абсолютная погрешность измерения аргумента  $\Delta\varphi$  по формуле (2.34), которая с учетом (2.29) принимает вид

$$\Delta\varphi = 4\pi \frac{\Delta l}{\lambda}. \quad (2.98)$$

Для проведения числовых расчетов необходимо определить параметры элементов матрицы рассеяния неидеального зонда. С этой целью проведено электродинамическое моделирование. В качестве линии передачи выбран прямоугольный волновод сечением  $23 \times 10$  мм<sup>2</sup>. Расчеты проведены для частоты 10 ГГц. Длина отрезка волновода  $L$  выбрана равной длине волны в волноводе на этой частоте. Зонд выполнен в виде металлического штыря диаметром 1 мм и введен в волновод через круглое отверстие диаметром 2 мм, прорезанное в центре широкой стенки. Глубина погружения зонда  $h$  в отрезок волновода изменялась в процессе моделирования. Числовой расчет погрешностей проведен для случая однозондового анализа поля в линии передачи с использованием разработанной программы, представленной в приложении В. В результате электродинамического моделирования получены параметры элементов матрицы рассеяния ненаправленного зонда при различной глубине погружения, представленные в таблице 2.1.

Таблица 2.1 — Расчетные параметры ненаправленного зонда

$h$ , мм	$ \dot{S}_{31} $	$\varphi_{31}$ , гр.	$ \dot{S}_{21} $	$\varphi_{21}$ , гр.	$ \dot{S}_{11} $	$\varphi_{11}$ , гр.
1	0,005	88,18	1,000	- 0,10	0,001	- 89,71
2	0,017	86,58	1,000	- 0,26	0,002	- 92,19
3	0,040	84,17	0,999	- 0,72	0,009	- 95,91
4	0,087	79,96	0,996	- 1,91	03	- 99,31
5	0,192	70,87	0,978	- 4,97	0,085	- 107,85

С использованием результатов, представленных в таблице 2.1, с помощью разработанной программы проведены расчеты погрешностей измерения, вызываемые неидеальностью зонда, при различной глубине его погружения. Расчеты проведены для нагрузки со следующими параметрами:

$|\dot{\Gamma}| = 0,5; \varphi = 0$ . Результаты расчетов представлены в таблице 2.2.

Таблица 2.2 — Результаты расчетов погрешности измерения

$h$ , мм	$\delta \dot{\Gamma} $ , % по максимуму	$\delta \dot{\Gamma} $ , % по минимуму	$\delta \dot{\Gamma} $ , % усреднение	$\Delta\varphi$ , гр. первый нуль	$\Delta\varphi$ , гр. второй нуль	$\Delta\varphi$ , гр. усреднение
1	0,04	- 0,04	0,00	0,07	0,1	0,1
2	0,1	- 0,1	0,00	0,2	0,3	0,3
3	0,5	- 0,3	0,1	0,45	1,0	0,7
4	1,6	- 1,0	0,3	1,1	2,8	1,9
5	5,2	- 1,9	1,6	2,6	7,3	5,0

Из данных, приведенных в таблице 2.2, следует, что с увеличением глубины погружения зонда в волновод погрешности измерений модуля и аргумента ККО возрастают. Причем при определении модуля ККО по минимуму фазового распределения погрешность в 1,5 раза меньше, чем при использовании максимума. Усреднение экстремальных значений при определении модуля ККО приводит к дополнительному повышению точности. Результаты показывают, что для определения аргумента ККО целесообразно использовать нуль фазового распределения, в районе которого это распределение имеет более высокую крутизну (на рисунке 2.15 — это первый нуль со стороны генератора). Применение усреднения смещений первого и второго нулей фазового распределения при определении аргумента ККО является нецелесообразным, поскольку в результате усреднения погрешность существенно превышает погрешность при использовании первого нуля.

На практике используют зонды, слабосвязанные с полем в линии передачи ( $|\dot{S}_{31}| \leq 0,1$ ). В нашем случае это соответствует глубине погружения зонда  $h \leq 4$  мм (см. таблицу 2.1). При этом из таблицы 2.2 следует, что погрешность измерения модуля при использовании минимума фазового распределения не превышает 1 % (при усреднении — не более 0,3%), а погрешность измерения аргумента при использовании первого нуля фазового распределения не превышает  $1,1^\circ$ .

На рисунках 2.17 и 2.18 представлены графики зависимостей погрешностей измерения модуля и аргумента ККО от величины модуля.

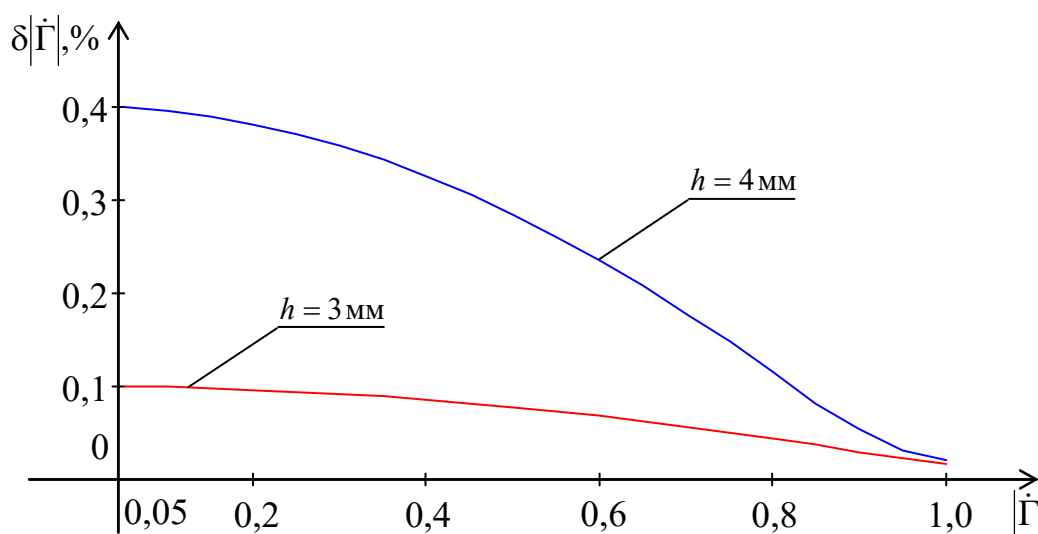


Рисунок 2.17 — Зависимость относительной погрешности измерения модуля ККО  $\delta\dot{\Gamma}$  от величины модуля  $|\dot{\Gamma}|$

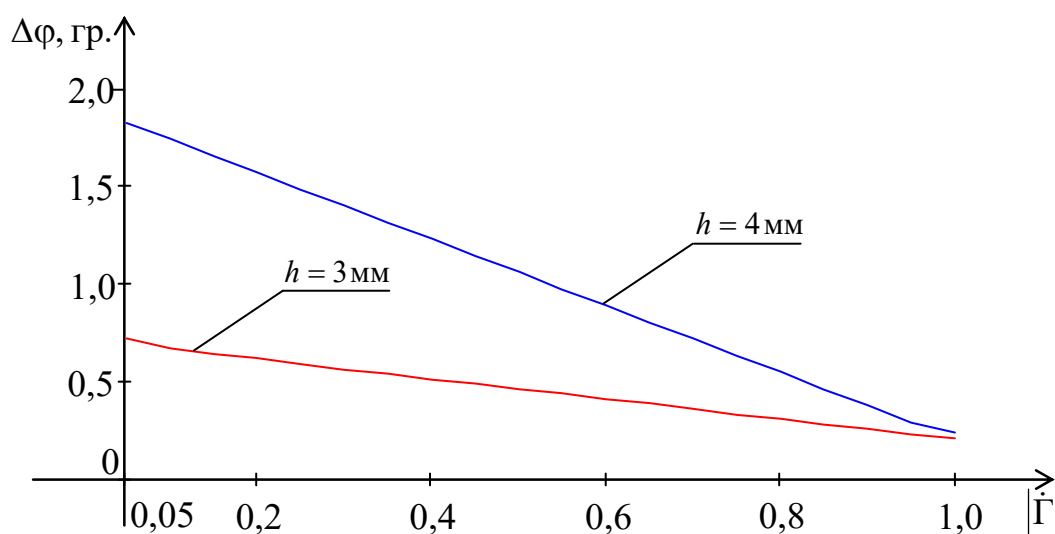


Рисунок 2.18 — Зависимость абсолютной погрешности измерения аргумента ККО  $\Delta\varphi$  от величины модуля  $|\dot{\Gamma}|$

Расчеты этих зависимостей проведены для двух значений глубины погружения зонда:  $h = 3 \text{ мм}$  и  $h = 4 \text{ мм}$ . При расчетах использовались усредненные экстремальные значения для определения модуля ККО и первый нуль фазового распределения для определения аргумента ККО.

Из представленных зависимостей следует, что погрешности измерения модуля и аргумента ККО, вызываемые неидеальностью зонда, при использо-

вании фазового распределения поля в линии передачи, увеличиваются при уменьшении модуля. Причем для практически важных случаев ( $h \leq 4$  мм) в диапазоне изменения модуля ККО от 0,05 до 1 относительная погрешность измерения модуля не превышает 0,5 %, а абсолютная погрешность измерения аргумента не превышает  $2^\circ$ .

## **2.4. Автоматизация измерительной процедуры**

Рассмотрим некоторые возможности автоматизации измерительной процедуры при реализации квадратурного способа измерения ККО. Автоматизация может быть достигнута за счет применения многозондовой измерительной линии. Этот метод автоматизации широко применяется в микроволновой технике, в том числе и для целей встроенного контроля и диагностики [59, 60, 61]. При этом анализ поля осуществляется в дискретных сечениях линии передачи с помощью неподвижных зондов связи, что делает измерительную процедуру полностью автоматизированной. Известные реализации многозондовых измерительных устройств основаны на применении амплитудного детектирования, что, как показано в первом разделе, приводит к существенным недостаткам. Реализация квадратурного способа измерения требует разработки новых измерительных устройств на основе многозондовой линии и создание новых алгоритмов обработки измерительной информации.

### **2.4.1. Автоматический измеритель с опорным каналом**

Структурная схема автоматического измерительного устройства с опорным каналом, в котором реализован квадратурный способ, представлена на рисунке 2.19 [62]. В ОЛП между генератором ГСВЧ и нагрузкой Н встроена четырехзондовая измерительная линия (ИЛ). Расстояние между зондами выбрано равным  $\lambda/8$  ( $\lambda$  — длина волны в линии передачи). СВЧ сигналы с зондов ИЛ поступают на входы четырехканального СВЧ коммутатора (К). Устройство управления (УУ) обеспечивает подключение ответвленных из ОЛП сигналов на выход СВЧ коммутатора К.

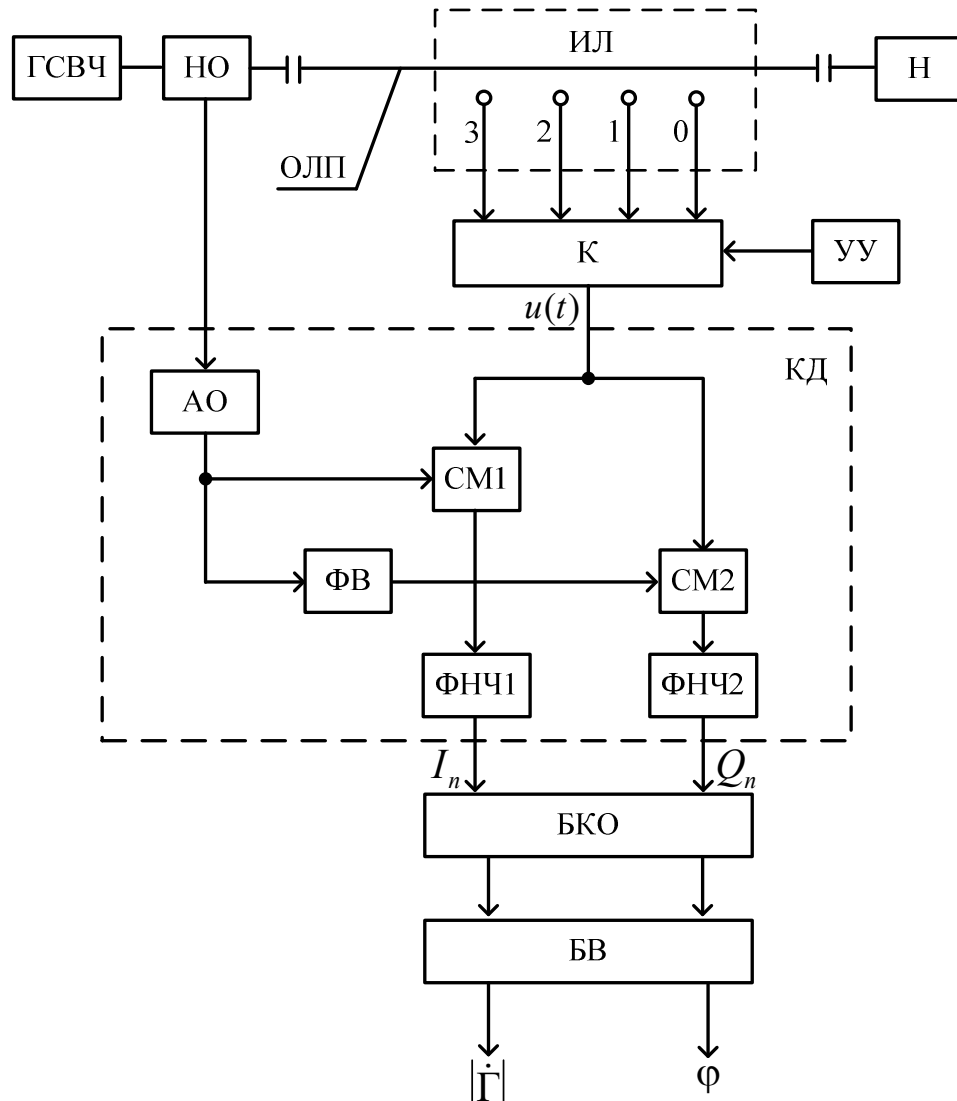


Рисунок 2.19 — Автоматический измеритель с опорным каналом

Напряжение  $u(t)$  с выхода СВЧ коммутатора К подается на первые входы двух смесителей (СМ1 и СМ2), на вторые входы которых через амплитудный ограничитель (АО) поступает опорное колебание постоянной амплитуды с выхода НО. При переключении СВЧ коммутатора К на выходах фильтров нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2 квадратурного детектора КД получаем четыре пары квадратурных составляющих  $I_n$  и  $Q_n$ , где  $n = 0, 1, 2, 3$ .

Составляющие  $I_n$  и  $Q_n$  поступают в БКО, в котором рассчитываются амплитуды и начальные фазы ответвленных сигналов в четырех сечениях ОЛП. Далее в блоке вычислительном БВ осуществляется расчет оценок мо-

дуля  $|\dot{\Gamma}|$  и аргумента  $\varphi$  ККО измеряемой нагрузки  $N$ , исходя как из амплитудного, так и фазового распределений электромагнитного поля в линии передачи. На последнем этапе осуществляется усреднения этих оценок.

Напряжения на выходах четырех зондов  $u_0 \dots u_3$ , в предположении равенства коэффициентов передачи и с учетом того, что расстояния между зондами равно  $\lambda/8$ , можно записать с учетом (2.3) и (2.5) в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_0 &= KE_{\Pi} \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi} \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) ; \\ u_1 &= KE_{\Pi} \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi} \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_1) ; \\ u_2 &= KE_{\Pi} \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi} \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_2) ; \\ u_3 &= KE_{\Pi} \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi} \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_3) . \end{aligned} \quad (2.99)$$

$\phi_0 \dots \phi_3$  — начальные фазы ответвляемых сигналов.

Начальные фазы с учетом (2.4) можно записать в виде:

$$\phi_n = -\beta L + \frac{2\pi}{\lambda} l_n - \operatorname{arctg} \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(\frac{4\pi}{\lambda} l_n - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(\frac{4\pi}{\lambda} l_n - \varphi)}, \quad (2.100)$$

где  $l_n$  — расстояние от плоскости подключения нагрузки до плоскости подключения  $n$ -го зонда.

При периодической коммутации на выходах КД в соответствии с (2.12) и (2.13) получаем четыре пары квадратурных составляющих  $I_n$  и  $Q_n$  [59]:

$$\begin{aligned} I_0 &= K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi} \cdot \cos(\psi_0); \quad Q_0 = K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi} \cdot \sin(\psi_0); \\ I_1 &= K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi} \cdot \cos(\psi_1); \quad Q_1 = K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi} \cdot \sin(\psi_1); \\ I_2 &= K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi} \cdot \cos(\psi_2); \quad Q_2 = K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi} \cdot \sin(\psi_2); \\ I_3 &= K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi} \cdot \cos(\psi_3); \quad Q_3 = K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi} \cdot \sin(\psi_3), \end{aligned} \quad (2.101)$$

где  $\psi_n = \phi_n - \psi_{\text{оп}}$ .

Эти составляющие поступают в блок квадратурной обработки, в котором определяются квадраты амплитуд ответвленных сигналов и разность начальных фаз между ответвленными сигналами и опорным сигналом. В результате получаем две системы уравнений:

$$\begin{cases} U_0 = I_0^2 + Q_0^2 = K_1^2 E_{\pi}^4 (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1); \\ U_1 = I_1^2 + Q_1^2 = K_1^2 E_{\pi}^4 (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1); \\ U_2 = I_2^2 + Q_2^2 = K_1^2 E_{\pi}^4 (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1); \\ U_3 = I_3^2 + Q_3^2 = K_1^2 E_{\pi}^4 (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1). \end{cases} \quad (2.102)$$

$$\begin{cases} \psi_0 = \arctg(Q_0/I_0) = \varphi_0 - \arctg \frac{|\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1}; \\ \psi_1 = \arctg(Q_1/I_1) = \varphi_0 + \pi/4 - \arctg \frac{|\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}; \\ \psi_2 = \arctg(Q_2/I_2) = \varphi_0 + \pi/2 + \arctg \frac{|\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1}; \\ \psi_3 = \arctg(Q_3/I_3) = \varphi_0 + 3\pi/4 + \arctg \frac{|\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1}{1 + |\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}, \end{cases} \quad (2.103)$$

где  $\varphi_0 = -\beta L + 2\pi l_0/\lambda = \text{const}$ ;  $\varphi_1 = 2\pi l_0/\lambda - \varphi$ .

Полученные системы уравнений (2.102) и (2.103) являются трансцендентными и допускают множество вариантов их решения относительно модуля  $|\dot{\Gamma}|$  и аргумента  $\varphi$ , в том числе и аналитических. Некоторые из алгоритмов решения этих систем уравнений рассмотрены в 3 разделе диссертации.

#### 2.4.2. Автоматический измеритель без опорного канала

Измерительное устройство, схема которого представлена на рисунке 2.19, обладает рядом недостатков. Первый из них — это необходимость формирования опорного сигнала. Этот сигнал получают на выходе НО и подают на опорный вход КД через дополнительный отрезок коаксиального кабеля. Кроме того, схема содержит СВЧ коммутатор и устройство управления. Пе-



речисленные факторы приводят к существенному увеличению массы, габаритов и стоимости измерителя. Ниже рассмотрен вариант автоматизации измерительной процедуры, лишенный указанных недостатков и позволяющий сократить габариты и массу устройства в 1,5 — 2 раза. Структурная схема предлагаемого автоматического измерительного устройства, реализующая этот вариант автоматизации, представлена на рисунке 2.20 [63].

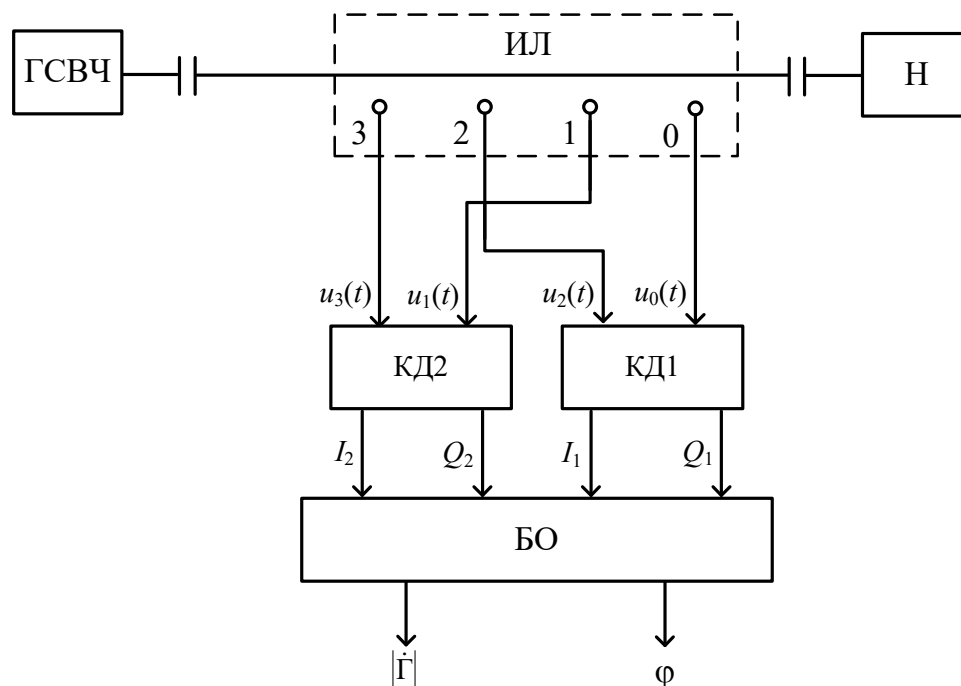


Рисунок 2.20 — Автоматический измеритель на основе двух квадратурных детекторов

В схеме на рисунке 2.20 отсутствуют направленный ответвитель НО, дополнительный отрезок коаксиального кабеля, СВЧ коммутатор К и устройство управления УУ. При этом в предлагаемой структурной схеме используется не один, а два квадратурных детектора КД1 и КД2. Из-за отсутствия НО вместо опорного сигнала постоянной амплитуды предложено использовать сигналы, ответвляемые зондами измерительной линии ИЛ. При этом на первые входы смесителей квадратурных детектора КД1 и КД2 подаются СВЧ сигналы с первого и третьего зондов соответственно, а на вторые входы — со второго и четвертого зондов соответственно. Поскольку амплитуды и

начальные фазы ответвленных сигналов зависят от измеряемых параметров и могут изменяться в широких пределах, то это требует применения квадратурных детекторов КД1 и КД2 с инвариантными (равнозначными) входами, что достигается исключением из схем этих детекторов амплитудных ограничителей АО. При этом на выходах КД1 и КД2 получаем две пары составляющих  $I_1, Q_1$  и  $I_2, Q_2$ , которые связаны как с амплитудным, так и с фазовым распределениями поля в ОЛП и несут информацию о модуле и аргументе ККО. Составляющие  $I_1, Q_1$  и  $I_2, Q_2$ , поступают в блок обработки БО, в котором осуществляется расчет оценок модуля и аргумента ККО нагрузки Н.

В связи с существенным отличием предложенного способа формирования составляющих  $I_1, Q_1$  и  $I_2, Q_2$  от известного, проведем анализ математической модели новой процедуры автоматического измерения, которая реализуется схемой, представленной на рисунке 2.20. При этом будем считать, что ГСВЧ согласован с линией передачи, зонды идентичны и не влияют на процессы в линии передачи. Эти ограничения не являются существенными при рассмотрении принципа действия измерителя. На выходах квадратурных демодуляторов КД1 и КД2 формируются квадратурные составляющие, которые с учетом (2.54) и (2.55) и с учетом компенсации постоянной составляющей фазового сдвига  $\pi/2$  можно записать в виде [63]:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = K_2 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1 + |\dot{\Gamma}|^2)^2 - 4|\dot{\Gamma}|^2 \cos^2 \varphi_1} \cdot \cos \left( \arctg \frac{2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} \right); \\ Q_1 = K_2 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1 + |\dot{\Gamma}|^2)^2 - 4|\dot{\Gamma}|^2 \cos^2 \varphi_1} \cdot \sin \left( \arctg \frac{2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} \right); \\ I_2 = K_2 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1 + |\dot{\Gamma}|^2)^2 - 4|\dot{\Gamma}|^2 \sin^2 \varphi_1} \cdot \cos \left( \arctg \frac{2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} \right); \\ Q_2 = K_2 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1 + |\dot{\Gamma}|^2)^2 - 4|\dot{\Gamma}|^2 \sin^2 \varphi_1} \cdot \sin \left( \arctg \frac{2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} \right). \end{array} \right. \quad (2.104)$$

Система измерительных уравнений (2.104) является нелинейной (трансцендентной) относительно модуля и аргумента комплексного ККО. Для данной системы возможны, как аналитическое, так и численное решение относительно искомых параметров. Алгоритмы решения этой системы уравнений приведены в 3 разделе диссертации.

## 2.5. Выводы по второму разделу

По результатам второго раздела можно сделать следующие выводы

— предложен новый способ измерения комплексного ККО, основанный на методе прямого преобразования частоты путем квадратурного синхронного детектирования высокочастотных колебаний, ответвляемых из первичной линии передачи (квадратурный способ измерения), что обеспечивает повышенную точность из-за двухкратной избыточности, расширенный динамический диапазон (не менее 70 дБ), а также простоту, малые габариты и массу аппаратурной реализации (способ защищен патентом РФ);

— разработаны математические модели квадратурного способа измерения при однозондовом и двухзондовом анализе и получены аналитические соотношения, связывающие измеряемые параметры микроволнового двухполюсника с сигналами на выходе квадратурного детектора и блока квадратурной обработки информации, а также соотношения для расчета измеряемых параметров на основе анализа как амплитудного, так и фазового распределений электромагнитной волны в линии передачи;

— разработаны новые измерительные устройства для определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения, построенные на основе предложенного квадратурного способа (новизна подтверждена патентом РФ на полезную модель);

— проведен анализ методической погрешности квадратурного способа измерения и показано, что при применении современного квадратурного детектора в интегральном исполнении (при  $|\Gamma| = 0,33$ ) методическая погреш-

ность измерения модуля и аргумента ККО при фазовом анализе не превышают 0,54% и  $0,2^{\circ}$ , а при амплитудном анализе — 0,01% и  $0,15^{\circ}$  соответственно;

— разработана математическая модель измерительной процедуры в условиях неидеального зонда, на основе которой проведено исследование влияния зонда на фазовое распределение электромагнитной волны в линии передачи и оценены погрешности измерения модуля и аргумента ККО, вызываемые этим фактором. В результате показано, что погрешности, которые вызываются влиянием зонда на структуру фазового распределения электромагнитной волны в линии передачи, для практически важных случаев не превышают 0,5 % при измерении модуля и  $2^{\circ}$  при измерении аргумента;

— показана возможность автоматизации квадратурного способа измерения ККО микроволновых двухполюсников путем применения четырехзондовой измерительной линии и предложены два варианта автоматических измерительных устройств: первый — с опорным каналом, одним квадратурным детектором и переключаемыми с помощью СВЧ коммутатора зондами; второй — без опорного сигнала с двумя квадратурными детекторами с инвариантными входами, обеспечивающий 1,5-2 кратное уменьшение массы и габаритов СВЧ устройства;

— разработаны математические модели измерительных процедур, реализуемых в предложенных автоматических измерительных устройствах, и получены системы нелинейных уравнений, связывающих результаты квадратурного детектирования с измеряемыми параметрами.

### 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Разработаны алгоритмы обработки измерительной информации для автоматических измерительных устройств, предложенных во втором разделе диссертации.

#### 3.1. Спектрметрический алгоритм обработки результатов амплитудного анализа в автоматическом измерителе с опорным каналом

В результате квадратурной обработки информации в автоматическом измерительном устройстве, схема которого представлена на рисунке 3.1, для случая амплитудного анализа получена система трансцендентных уравнений (3.4). Ниже рассмотрено решение этой системы уравнений относительно модуля и аргумента ККО с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [65—68]. Такое решение позволяет осуществить узкополосную обработку измерительной информации, что обеспечивает повышенную помехозащищенность измерительного канала, а также осуществить коррекцию мультипликативной погрешности с использованием узкополосного корректирующего канала.

Сформируем дискретную последовательность  $s_k$  из отсчетов напряжений системы уравнений (2.103):

$$s_k = \begin{cases} U_0 = K_1^2 E_n^4 (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1) & \text{при } k = 0, 1; \\ 0 & \text{при } k = 2, 3; \\ U_1 = K_1^2 E_n^4 (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1) & \text{при } k = 4, 5; \\ 0 & \text{при } k = 6, 7; \\ U_2 = K_1^2 E_n^4 (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1) & \text{при } k = 8, 9; \\ 0 & \text{при } k = 10, 11; \\ U_3 = K_1^2 E_n^4 (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1) & \text{при } k = 12, 13; \\ 0 & \text{при } k = 14, 15. \end{cases} \quad (3.1)$$

В этом случае число отсчетов сформированной последовательности будет равно  $N=16$ , а номер отсчета  $k$  будет изменяться от 0 до  $N-1$  ( $k=0,1,2,3,\dots,N-1$ ). Временная диаграмма сформированной последовательности представлена на рисунке 3.1.

Осуществим спектральный анализ этой последовательности, применяя прямое ДПФ [47], которое позволяет перейти из временной области в частотную область.

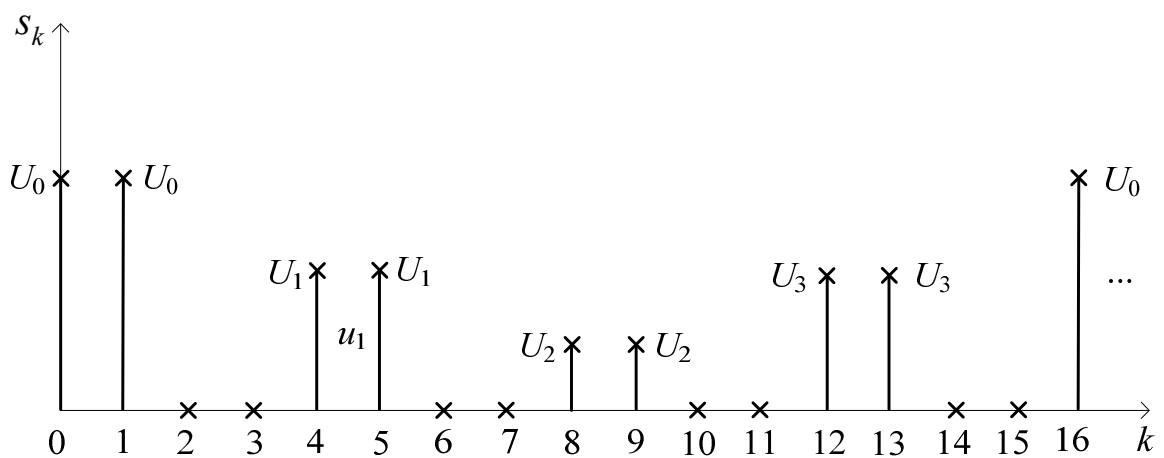


Рисунок 3.1 — Сформированная дискретная последовательность

Общее выражение для коэффициентов прямого ДПФ (комплексных амплитуд гармоник спектра) имеет следующий вид [47,70]

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} s_k e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}; \quad (3.2)$$

где  $C_n$  — комплексные амплитуды гармоник спектра дискретного сигнала;  $n$  — номер гармоники, принимающий значения от 0 до  $(N-1)$ .

Определим комплексные амплитуды первой  $C_1$  и четвертой  $C_4$  гармоник этой последовательности, положив в (3.2)  $N=16$  [60, 67]:

$$C_1 = \frac{1}{16} \sum_0^{16-1} s_k e^{-j\frac{1 \cdot 2\pi}{16}k}; \quad (3.3)$$

$$C_4 = \frac{1}{16} \sum_0^{16-1} s_k e^{-j\frac{4\cdot 2\pi}{16}k}; \quad (3.4)$$

Подставляя (3.1) в формулы (3.3) и (3.4), получаем:

$$\begin{aligned} C_1 = \frac{1}{16} \sum_0^{15} s_k e^{-j\frac{\pi}{8}k} = \frac{K_1^2 E_{\Pi}^4}{16} & ((1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1)e^0 + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1)e^{-j\frac{\pi}{8}} + \\ & + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1)e^{-j\frac{\pi}{2}} + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1)e^{-j\frac{5\pi}{8}} + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1)e^{-j\pi} + \\ & + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1)e^{-j\frac{9\pi}{8}} + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1)e^{-j\frac{3\pi}{2}} + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1)e^{-j\frac{13\pi}{8}}). \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} C_4 = \frac{1}{16} \sum_0^{15} s_k e^{-j\frac{\pi}{2}k} = \frac{K_1 E_{\Pi}^4}{16} & (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1)e^0 + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1)e^{-j\frac{\pi}{2}} + \\ & + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1)e^{-j2\pi} + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1)e^{-j\frac{5\pi}{2}} + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1)e^{-j4\pi} + \\ & + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1)e^{-j\frac{9\pi}{2}} + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1)e^{-j6\pi} + (1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1)e^{-j\frac{13\pi}{2}}). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Применив формулу Эйлера в выражениях (3.5) и (3.6), после ряда преобразований, получим:

$$C_1 = \frac{K_1^2 E_{\Pi}^4}{4} |\dot{\Gamma}| e^{j\varphi_1} \left(1 + \cos \frac{\pi}{8} - j \sin \frac{\pi}{8}\right); \quad (3.7)$$

$$C_4 = \frac{K_1^2 E_{\Pi}^4}{4} \left[ (1 + |\dot{\Gamma}|^2) - j(1 + |\dot{\Gamma}|^2) \right]. \quad (3.8)$$

Запишем выражения для комплексных амплитуд (3.7) и (3.8) в показательной форме:

$$C_1 = \frac{K_1^2 E_{\Pi}^4}{2} |\dot{\Gamma}| \cos(\pi/16) \cdot e^{j\left(\varphi_1 - \frac{\pi}{16}\right)}; \quad (3.9)$$

$$C_4 = \frac{\sqrt{2} K_1^2 E_{\Pi}^4}{4} (1 + |\dot{\Gamma}|^2) \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}}. \quad (3.10)$$

Сформируем систему из двух уравнений относительно модулей комплексных амплитуд (3.9) и (3.10):

$$\begin{cases} |C_1| = \frac{K_1^2 E_n^4}{2} \cos(\pi/16) K_1 E_n^4 |\dot{\Gamma}|; \\ |C_4| = \frac{\sqrt{2}}{4} K_1^2 E_n^4 (1 + |\dot{\Gamma}|^2). \end{cases} \quad (3.11)$$

Эта система содержит два неизвестных  $|\dot{\Gamma}|$  и  $K_1^2 E_n^4$ . Решим эту систему уравнений относительно модуля ККО. Для этого сначала разделим второе уравнение системы на первое

$$\frac{|C_1|}{|C_4|} = K_0 \frac{|\dot{\Gamma}|}{(1 + |\dot{\Gamma}|^2)}, \quad (3.12)$$

где  $K_0 = \sqrt{2} \cos(\pi/16) = 1,387$  — постоянный коэффициент.

Преобразуем выражение (3.12) к виду

$$|\dot{\Gamma}|^2 - K_0 \frac{|C_4|}{|C_1|} |\dot{\Gamma}| + 1 = 0. \quad (3.13)$$

Соотношение (3.13) представляет собой квадратное уравнение относительно модуля ККО  $|\dot{\Gamma}|$ . Определим корни этого уравнения

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{K_0 |C_4|}{2 |C_1|} \pm \sqrt{\left( \frac{K_0 |C_4|}{2 |C_1|} \right)^2 - 1}. \quad (3.14)$$

Физический смысл имеет только один из двух полученных корней. Поскольку модуль ККО не может превышать значения, равного единице. Поэтому в дальнейшем при расчете модуля ККО будем использовать следующую формулу

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{K_0 |C_4|}{2 |C_1|} - \sqrt{\left( \frac{K_0 |C_4|}{2 |C_1|} \right)^2 - 1}. \quad (3.15)$$

Используя (3.9) запишем выражение для аргумента комплексной амплитуды  $C_1$



$$\arg(C_1) = \varphi_1 - \pi/16, \quad (3.16)$$

Из (3.16) следует, что аргумент комплексной амплитуды  $C_1$  зависит только от аргумента ККО  $\varphi$ . Это позволяет определить аргумента ККО  $\varphi$ . Решая (3.16) относительно  $\varphi_1$  и учитывая ранее введенную замену переменной  $\varphi_1 = 2\pi l_0/\lambda - \varphi$ , получаем

$$\varphi = -\arg(C_1) + \theta_0, \quad (3.17)$$

где  $\theta_0 = 2\pi l_0/\lambda - \pi/16$  — константа, которая определяется в результате калибровки измерительного устройства, либо рассчитывается при известном значении  $l_0$ .

Так же можно определить уровень падающей мощности в СВЧ тракте (величина пропорциональная квадрату амплитуды падающей волны). Из второго уравнения системы (3.11) следует, что

$$K_{\Pi} E_{\Pi}^2 = \sqrt{\frac{|C_4|}{(1 + \Gamma^2)}}, \quad (3.18)$$

где  $K_{\Pi} = \sqrt[4]{2^3} \sqrt{K_1}$  — постоянный коэффициент.

Таким образом, показана возможность определения модуля и аргумента ККО в автоматическом измерительном устройстве с опорным каналом по формулам (3.14) и (3.17) при использовании амплитудного анализа. При этом из (3.14) следует, что изменение амплитуды падающей волны  $E_{\Pi}$  и сквозного коэффициента передачи  $K_1$  не приводит к изменению результата измерения модуля ККО, то есть осуществляется коррекция мультипликативной погрешности. Кроме того, при необходимости по формуле (3.18) после расчета модуля ККО можно определить уровень мощности в микроволновом тракте.

### 3.2. Синтез цифровых узкополосных фильтров

Спектрометрический алгоритм обработки результатов амплитудного анализа, разработанный в подразделе 3.1, предполагает определение ампли-

туды и начальной фазы первой гармоники, а также амплитуды четвертой гармоники спектра дискретной последовательности. Эффективность этого алгоритма можно повысить путем применения двух узкополосных цифровых фильтров перед применением процедуры прямого ДПФ [71—73]. Это позволит уменьшить погрешности, вызываемой воздействием шума на измерительный канал.

Проведем синтез этих фильтров методом инвариантной импульсной характеристики [47]. В качестве аналогового фильтра-прототипа используем колебательный  $LC$  контур, импульсная характеристика  $h(t)$  которого в нормированном виде имеет вид [47]

$$h(t) \approx e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t), \quad (3.19)$$

где  $\alpha$  — коэффициент затухания,  $\omega_0$  — резонансная частота.

Импульсную характеристику синтезируемого фильтра  $h(kT_d)$  получим путем замены аргумента  $t$  в выражении (3.19) на  $kT_d$ , где  $T_d$  — интервал дискретизации. Определим системную функцию цифрового фильтра путем прямого  $z$ -преобразования его импульсной характеристики [74, 75]

$$K(z) = \sum_{k=0}^{\infty} h(kT_d) z^{-k}. \quad (3.20)$$

Подставляя соотношение (3.19) в формулу (3.20), получаем

$$K(z) = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-\alpha k T_d} \sin(\omega_0 k T_d) z^{-k}. \quad (3.21)$$

Учтем, что

$$\sin(\omega_0 k T_d) = \frac{e^{j\omega_0 k T_d} - e^{-j\omega_0 k T_d}}{2j},$$

тогда

$$K(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{e^{-\alpha k T_d}}{2j} (e^{j\omega_0 k T_d} - e^{-j\omega_0 k T_d}) z^{-k}. \quad (3.22)$$

Преобразуем выражение (3.22) к виду

$$K(z) = \frac{1}{2j} \sum_{k=0}^{\infty} (e^{T_d(j\omega_0 - \alpha)} z^{-1})^k - (e^{-T_d(j\omega_0 + \alpha)} z^{-1})^k. \quad (3.23)$$

В выражении (3.23) имеем разность двух сумм членов бесконечно убывающих геометрических прогрессий со знаменателями равными  $q_1 = e^{T_d(j\omega_0 - \alpha)} z^{-1}$  и  $q_2 = e^{-T_d(j\omega_0 + \alpha)} z^{-1}$ . С учетом известной формулы для суммы членов геометрической прогрессии выражение (3.23) принимает вид

$$K(z) = \frac{1}{2j} \left( \frac{1}{1 - e^{T_d(j\omega_0 - \alpha)} z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-T_d(j\omega_0 + \alpha)} z^{-1}} \right). \quad (3.24)$$

Упрощая (3.24), приходим к следующему

$$K(z) = \frac{e^{-\alpha T_d} \sin(\omega_0 T_d) z^{-1}}{1 - 2e^{-\alpha T_d} \sin(\omega_0 T_d) z^{-1} + e^{-2\alpha T_d} z^{-2}}. \quad (3.25)$$

Каноническая форма записи передаточной функции рекурсивного фильтра второго порядка имеет вид [75]

$$K(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 - b_1 z^{-1} - b_2 z^{-2}}, \quad (3.26)$$

где  $a_0, a_1, b_1, b_2$  — весовые коэффициенты.

Сравнивая полученное выражение (3.25) с канонической формой записи системной функции (3.26), приходим к выводу что синтезируемый фильтр представляет собой рекурсивный фильтр второго порядка со следующими весовыми коэффициентами [76]:

$$a_0 = 0; \quad a_1 = e^{-\alpha T_d} \sin(\omega_0 T_d); \quad b_1 = 2e^{-\alpha T_d} \sin(\omega_0 T_d); \quad b_2 = -e^{-2\alpha T_d}. \quad (3.27)$$

Структурная схема синтезированного фильтра представлена на рисунке 3.2.

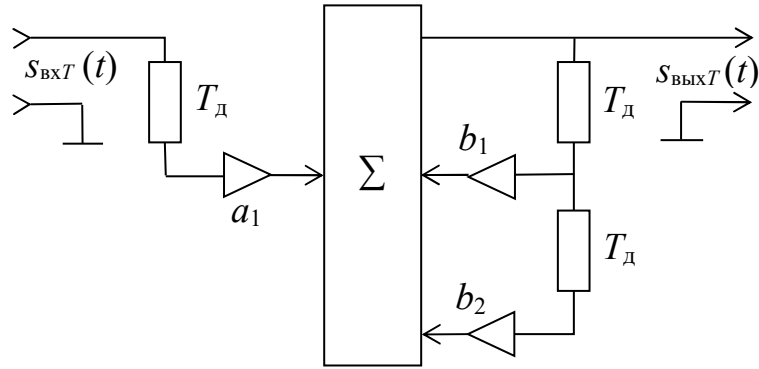


Рисунок 3.2 — Структурная схема синтезированного фильтра

Определим выражение для комплексного коэффициента передачи синтезированного фильтра, заменяя в выражении (3.26) переменную  $z$  на  $e^{j\omega T_d}$  [77]

$$K(j\omega) = \frac{a_0 + a_1 e^{-j\omega T_d}}{1 - b_1 e^{-j\omega T_d} - b_2 e^{-2j\omega T_d}} = \frac{e^{-\alpha T_d} \sin(\omega_0 T_d) e^{-j\omega T_d}}{1 - 2e^{-\alpha T_d} \sin(\omega_0 T_d) e^{-j\omega T_d} + e^{-2\alpha T_d} e^{-2j\omega T_d}}. \quad (3.28)$$

Далее проведем числовой расчет амплитудно-частотных характеристик двух узкополосных фильтров, настроенных на первую и четвертую гармоники [68, 69]. Примем частоту периодической импульсной последовательности (см. рисунок 3.1) равной  $f_1 = 1$  кГц, что соответствует периоду  $T = 1/f_1 = 1$  мс. При числе отсчетов  $N = 16$  интервал дискретизации будет равен

$$T_d = \frac{T}{N} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \text{ с}}{16} = 62,5 \text{ мкс}. \quad (3.29)$$

Построим АЧХ цифровых узкополосных фильтров путем нахождения модуля комплексной функции (3.28), положив резонансную частоту для фильтра первой гармоники равной  $f_{01} = f_1 = 1$  кГц, а для фильтра четвертой гармоники —  $f_{02} = 4f_1 = 4$  кГц. Коэффициент затухания определим по формуле [47]

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\pi f_0}{Q}. \quad (3.30)$$

Добротность примем равной  $Q = 30$ . Подставляя это значение в (3.30),

получим значения коэффициентов затухания для цифровых резонаторов первой  $\alpha_1$  и четвертой  $\alpha_4$  гармоник:

$$\alpha_1 = \frac{\pi f_{01}}{Q} = 104,72; \quad (3.31)$$

$$\alpha_4 = \frac{\pi f_{02}}{Q} = 418,87. \quad (3.32)$$

Рассчитаем весовые коэффициенты для цифрового резонатора первой гармоники в соответствии с (3.27) и (3.31). Расчёт даёт следующие значения [68]:

$$\begin{cases} a_{01} = 0; \\ a_{11} = e^{-\alpha_1 T_d} \sin(2\pi f_{01} T_d) = 0,38018; \\ b_{11} = 2e^{-\alpha_1 T_d} \sin(2\pi f_{01} T_d) = 1,83571; \\ b_{21} = -e^{-2\alpha_1 T_d} = -0,9869. \end{cases} \quad (3.33)$$

Для цифрового фильтра четвертой гармоники, подставив в формулу (3.27) коэффициенты (3.32), получаем [68]:

$$\begin{cases} a_{04} = 0; \\ a_{14} = e^{-\alpha_1 T_d} \sin(2\pi f_{02} T_d) = 0,97416; \\ b_{14} = 2e^{-\alpha_1 T_d} \sin(2\pi f_{02} T_d) = 0; \\ b_{24} = -e^{-2\alpha_2 T_d} = -0,94899. \end{cases} \quad (3.34)$$

Подставляя полученные значения весовых коэффициентов (3.33) и (3.34) в формулу (3.28), получим выражения для комплексных коэффициентов передач синтезированных фильтров, настроенных на первую  $K_1(j\omega)$  и четвертую  $K_4(j\omega)$  гармоники:

$$K_1(j\omega) = \frac{a_{11} e^{-j\omega T_d}}{1 - b_{11} e^{-j\omega T_d} - b_{21} e^{-2j\omega T_d}} = \frac{0,38018 e^{-62,5 \cdot 10^{-6} j\omega}}{1 - 1,83571 e^{-62,5 \cdot 10^{-6} j\omega} + 0,9869 e^{-125 \cdot 10^{-6} j\omega}}; \quad (3.35)$$

$$K_4(j\omega) = \frac{a_{14} e^{-j\omega T_d}}{1 - b_{24} e^{-2j\omega T_d}} = \frac{0,97 e^{-62,5 \cdot 10^{-6} j\omega}}{1 + 0,95 e^{-125 \cdot 10^{-6} j\omega}}. \quad (3.36)$$

Результаты расчета АЧХ с использованием формул (3.35) и (3.36), представленные на рисунке 3.3а и рисунке 3.3б.

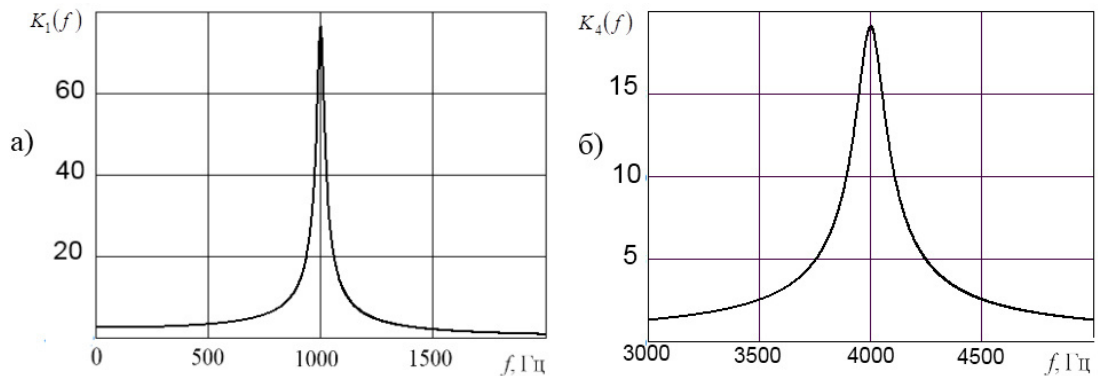


Рисунок 3.3 — Амплитудно-частотные характеристики цифровых фильтров, настроенных на первую гармонику (а) и на четвертую гармонику(б)

Из представленных графиков следует, что оба фильтра обладают узкополосными свойствами, при этом резонансные частоты точно совпадают с частотами в исходных данных. Определим полосы пропускания фильтра первой  $\Delta f_1$  и четвертой  $\Delta f_2$  гармоник на уровне 0,707:  $\Delta f_1 = 34$  Гц, а  $\Delta f_2 = 138$  Гц, тогда добротность первого фильтра будет равна  $f_{01} / \Delta f_1 = 29,4$ , а второго фильтра —  $f_{02} / \Delta f_2 = 29$ . Добротность в обоих случаях практически совпадает с заданной добротностью в исходных данных ( $Q = 30$ ).

Для оценки времени переходного процесса определим реакцию цифровых резонаторов на косинусоидальные сигналы, частоты которых совпадают с резонансными частотами этих резонаторов. Отсчеты этих сигналов можно определить по формулам:

$$s_{\text{вх1}}(k) = \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right), \quad s_{\text{вх4}}(k) = \cos\left(\frac{8\pi}{N}k\right).$$

Моделирование переходного процесса осуществим с использованием алгоритма рекурсивной фильтрации [47]:

$$s_{\text{вых}}(k) = a_0 s_{\text{вх}}(k) + a_1 s_{\text{вх}}(k-1) + b_1 s_{\text{вых}}(k) + b_2 s_{\text{вых}}(k-1).$$

Результаты расчетов представлены на рисунке 3.4.

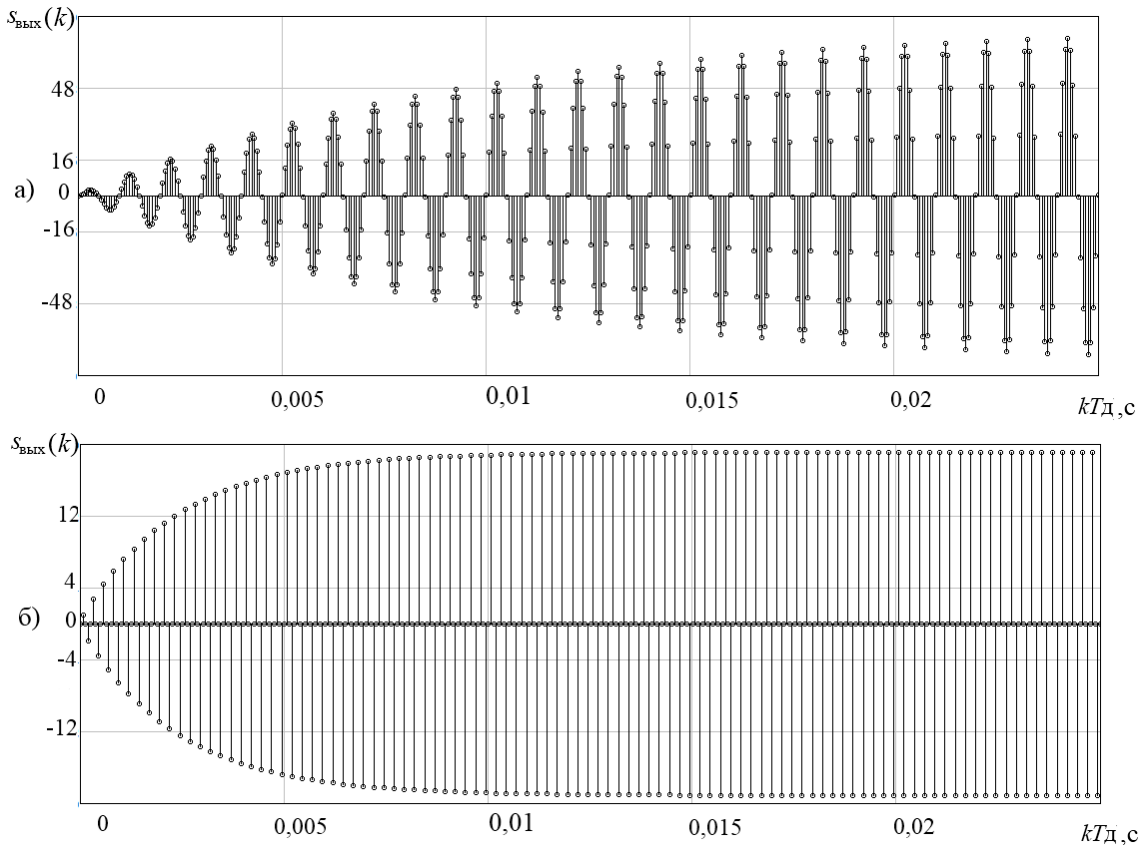


Рисунок 3.4 — Результаты расчетов переходного процесса в фильтрах, настроенных на первую (а) и на четвертую гармонику (б)

Найдем время установления выходного процесса  $t_y$ , за которое амплитуда колебания достигает 90% от значения в стационарном режиме. Из рисунка 3.4 следует, что для цифрового фильтра, настроенного на первую гармонику,  $t_{y1} \approx 0,024$  с, а для цифрового фильтра, настроенного на четвертую гармонику,  $t_{y4} \approx 0,006$  с.

### 3.3. Оценка эффективности спектрметрического алгоритма обработки информации при использовании узкополосного фильтра

Оценку эффективности спектрметрического алгоритма обработки измерительной информации при использовании узкополосного цифрового фильтра проведем путем сравнения СКО шума на выходе блока ДПФ в отсутствии ( $\sigma_1$ ) и в присутствии ( $\sigma_2$ ) этого фильтра. Введем коэффициент эффективности алгоритма в виде

$$K_3 = \frac{\sigma_1}{\sigma_2}. \quad (3.37)$$

В дальнейшем будем считать, что на входе устройства обработки присутствует шум с равномерным энергетическим спектром  $W_0 = const$  в полосе частот от нуля до  $f_d/2$ , где  $f_d = 1/T_d$  — частота дискретизации.

Операция ДПФ обладает фильтрующим свойством и реализует для первого коэффициента ДПФ шестнадцатиточечной последовательности АЧХ  $K_1(f)$  вида [47]

$$K_1(f) = \left| \frac{\sin \left[ 8 \left( 2\pi f T_d - \frac{\pi}{8} \right) \right]}{\sin \left[ 0,5 \left( 2\pi f T_d - \frac{\pi}{8} \right) \right]} \right| \quad (3.38)$$

Энергетический спектр шума  $W_1(f)$  на выходе после проведения операции ДПФ при отсутствии узкополосного фильтра определим путем умножения энергетического спектра входного шума на квадрат АЧХ (3.38) [47].

$$W_1(f) = W_0 K_1^2(f) \quad (3.39)$$

Энергетический спектр шума  $W_2(f)$  после проведения операции ДПФ при наличии узкополосного фильтра на входе определим с учетом каскадного включения фильтра и блока ДПФ. При этом АЧХ узкополосного фильтра  $K_2(f)$  определим как модуль его комплексного коэффициента передачи (3.35). В результате получим

$$W_2(f) = W_0 K_1^2(f) K_2^2(f) \quad (3.40)$$

Для исключения зависимости результата анализа от величины сквозного коэффициента передачи проведем нормировку АЧХ блока ДПФ и узкополосного фильтра к их максимальному значению на частоте первой гармоники  $f_1$ . При этом сквозные коэффициенты передачи после нормировки на частоте



первой гармоники в обоих рассматриваемых случаях будут одинаковы и равны единице.

Дисперсию шума на выходе в первом и во втором случаях получаем путем интегрирования энергетических спектров (3.39) и (3.40) в полосе частот от нуля до  $f_d/2$  [47]. С учетом того, что СКО определяется как корень квадратный из дисперсии, выражение для эффективности (3.37) приобретает вид

$$K_{\text{э}} = \sqrt{\frac{\int_0^{f_d/2} K_{1n}^2(f) df}{\int_0^{f_d/2} K_{1n}^2(f) K_{2n}^2(f) df}}, \quad (3.41)$$

где  $K_{1n}(f) = K_1(f)/K_1(f_1)$ ,  $K_{2n}(f) = K_2(f)/K_2(f_1)$  — нормированные АЧХ блока БПФ и узкополосного цифрового фильтра соответственно.

Числовая оценка эффективности узкополосной цифровой фильтрации при реализации спектротрического алгоритма обработки на основе полученных соотношений для случая использования фильтра, синтезированного в подразделе 3.2, проведена в приложении Г.

В результате расчетов показано, что применение цифрового узкополосного фильтра обеспечивает уменьшение СКО шума на выходе блока обработки измерительной информации не менее, чем в 4 раза.

### **3.4. Разработка алгоритма обработки результатов фазового анализа в автоматическом измерителе с опорным каналом**

В результате квадратурной обработки информации в автоматическом измерительном устройстве, схема которого представлена на рисунке 2.19, для случая фазового анализа получена система трансцендентных уравнений (2.104). Ниже рассмотрено решение этой системы уравнений относительно модуля и аргумента ККО.

Вычтем из третьего уравнения системы уравнений (2.103) первое, а из четвертого — второе и приведем результаты к следующему виду:

$$\Delta\theta^{(1)} = \psi_2 - \psi_0 - \pi/2 = \operatorname{arctg} \frac{|\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1} + \operatorname{arctg} \frac{|\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1}{1 + |\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1};$$

$$\Delta\theta^{(2)} = \psi_3 - \psi_1 - \pi/2 = \operatorname{arctg} \frac{\Gamma \cos \varphi_1}{1 + |\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1} + \operatorname{arctg} \frac{\Gamma \cos \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}.$$

Проводя ряд тригонометрических преобразований, получаем следующие уравнения:

$$\begin{cases} \Delta\theta^{(1)} = \operatorname{arctg} \left( \frac{2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} \right); \\ \Delta\theta^{(2)} = \operatorname{arctg} \left( \frac{2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2} \right). \end{cases}$$

Возьмем тангенсы от левой и правой частей полученных уравнений:

$$\begin{cases} \operatorname{tg}(\Delta\theta^{(1)}) = \frac{2|\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2}; \\ \operatorname{tg}(\Delta\theta^{(2)}) = \frac{2|\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2}. \end{cases} \quad (3.42)$$

Решая эту систему относительно  $\varphi_1$  и учитывая ранее введенную замену переменной  $\varphi_1 = 2\pi l_0/\lambda - \varphi$ , получаем формулу для расчета аргумента ККО

$$\varphi = -\operatorname{angle}[\operatorname{tg}(\Delta\theta^{(2)}), \operatorname{tg}(\Delta\theta^{(1)})] + \theta_1. \quad (3.43)$$

где  $\theta_1 = 2\pi l_0/\lambda$  константа, которая определяется в результате калибровки измерительного устройства, либо рассчитывается при известном значении  $l_0$ ; символ  $\operatorname{angle}$  обозначает операцию определения угла между осью абсцисс и вектором с координатами  $[\operatorname{tg}(\Delta\theta^{(2)}), \operatorname{tg}(\Delta\theta^{(1)})]$  в диапазоне от 0 до  $2\pi$ .

Для определения модуля ККО возведем в квадрат левые и правые части системы (3.42), просуммируем эти части и извлечем квадратный корень. В результате получим

$$\sqrt{\operatorname{tg}^2(\Delta\theta^{(1)}) + \operatorname{tg}^2(\Delta\theta^{(2)})} = \frac{2|\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|^2}.$$

Решая это квадратное уравнение относительно  $|\dot{\Gamma}|$  и принимая во внимание тот факт, что  $|\dot{\Gamma}|$  может изменяться в пределах от 0 до 1, получаем единственное решение

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2(\Delta\theta^{(1)}) + \operatorname{tg}^2(\Delta\theta^{(2)})} - 1}{\sqrt{\operatorname{tg}^2(\Delta\theta^{(1)}) + \operatorname{tg}^2(\Delta\theta^{(2)})}}. \quad (3.44)$$

Таким образом, показана возможность определения модуля и аргумента ККО в автоматическом измерительном устройстве с опорным каналом по формулам (3.42) и (3.44) при использовании фазового анализа.

### 3.5. Аналитическое решение системы измерительных уравнений для автоматического измерителя на основе двух квадратурных детекторов

В результате квадратурной обработки информации в автоматическом измерительном устройстве на основе двух квадратурных детекторов [78,79], схема которого представлена на рисунке 2.20, получена система трансцендентных уравнений (2.104). Представляет интерес получение аналитического решения этой системы уравнений относительно модуля и аргумента ККО.

Преобразуем систему уравнений (2.104) к виду [63]:

$$\begin{cases} \frac{Q_1}{I_1} = \frac{2|\dot{\Gamma}|\sin\varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2}; \\ I_1^2 + Q_1^2 = K_2^2 E_n^4 \left[ (1 + |\dot{\Gamma}|^2)^2 - 4|\dot{\Gamma}|^2 \cos^2\varphi_1 \right]; \\ \frac{Q_2}{I_2} = \frac{2|\dot{\Gamma}|\cos\varphi_1}{1 - |\dot{\Gamma}|^2}; \\ I_2^2 + Q_2^2 = K_2^2 E_n^4 \left[ (1 + |\dot{\Gamma}|^2)^2 - 4|\dot{\Gamma}|^2 \sin^2\varphi_1 \right]. \end{cases} \quad (3.45)$$

Введем новые переменные  $X$  и  $Y$ , которые по существу представляют собой действительную и мнимую части ККО нагрузки в плоскости подключения первого зонда:

$$X = |\dot{\Gamma}| \cos \varphi_1; \quad (3.46)$$

$$Y = |\dot{\Gamma}| \sin \varphi_1. \quad (3.47)$$

При этом учтем очевидное равенство, вытекающее из (3.46) и (3.47):

$$|\dot{\Gamma}|^2 = X^2 + Y^2 \quad (3.48)$$

В результате замены переменных в (3.45) в соответствии с (3.46) и (3.47) приходим к следующей системе уравнений:

$$\begin{cases} \frac{Q_1}{I_1} = \frac{2Y}{1 - (X^2 + Y^2)}; \\ I_1^2 + Q_1^2 = K_2^2 E_{\Pi}^4 \left[ (1 + X^2 + Y^2)^2 - 4(X^2 + Y^2) \cos^2 \varphi_1 \right]; \\ \frac{Q_2}{I_2} = \frac{2X}{1 - (X^2 + Y^2)}; \\ I_2^2 + Q_2^2 = K_2^2 E_{\Pi}^4 \left[ (1 + X^2 + Y^2)^2 - 4(X^2 + Y^2) \sin^2 \varphi_1 \right]. \end{cases} \quad (3.49)$$

Система уравнений (3.49) состоит из четырех трансцендентных уравнений с тремя неизвестными ( $X$ ,  $Y$  и  $K_2 E_{\Pi}^2$ ), то есть обладает избыточностью. Чтобы решить эту систему уравнений относительно  $X$ ,  $Y$  и  $K_2 E_{\Pi}^2$  поступим следующим образом. Разделим первое уравнение системы (3.49) на третье уравнение этой же системы. В результате получим

$$\frac{Q_1/I_1}{Q_2/I_2} = \frac{Y}{X}. \quad (3.50)$$

Выразим из (3.50) неизвестное  $Y$

$$Y = X \frac{Q_1/I_1}{Q_2/I_2}. \quad (3.51)$$

Подставляя (3.51) в третье уравнение системы (3.49), получаем

$$\frac{Q_2}{I_2} = \frac{2X}{1 - X^2 \left[ 1 + \left( \frac{Q_1/I_1}{Q_2/I_2} \right)^2 \right]}. \quad (3.52)$$

Преобразовав (3.52), приходим к следующему квадратному уравнению относительно переменной  $X$

$$X^2 + \frac{2(Q_2/I_2)}{(Q_1/I_1)^2 + (Q_2/I_2)^2} X - \frac{(Q_2/I_2)^2}{(Q_1/I_1)^2 + (Q_2/I_2)^2} = 0 \quad (3.53)$$

Решая это уравнение относительно  $X$ , получаем следующее значение корня, имеющее физический смысл

$$X = \frac{(Q_2/I_2) \left( \sqrt{1 + (Q_1/I_1)^2 + (Q_2/I_2)^2} - 1 \right)}{(Q_1/I_1)^2 + (Q_2/I_2)^2}. \quad (3.54)$$

Подставляя (3.54) в (3.51) находим  $Y$  по формуле

$$Y = \frac{(Q_1/I_1) \left( \sqrt{1 + (Q_1/I_1)^2 + (Q_2/I_2)^2} - 1 \right)}{(Q_1/I_1)^2 + (Q_2/I_2)^2}. \quad (3.55)$$

Зная  $X$  и  $Y$ , определим модуль и аргумент ККО нагрузки по очевидным формулам, вытекающим из соотношений (3.46) — (3.48):

$$|\dot{\Gamma}| = \sqrt{X^2 + Y^2}; \quad (3.56)$$

$$\varphi = -\text{angle}(X, Y) + \theta_1. \quad (3.57)$$

Для того, чтобы найти третье неизвестное  $K_2 E_{\Pi}^2$ , которое необходимо знать для осуществления контроля уровня мощности в СВЧ тракте, просуммируем второе и четвертое уравнения системы (3.49). В результате получаем

$$I_1^2 + Q_1^2 + I_2^2 + Q_2^2 = 2K_2^2 E_{\Pi}^4 \left[ 1 + (X^2 + Y^2)^2 \right]. \quad (3.58)$$

Решая (3.58) относительно  $K_2 E_{\Pi}^2$  получаем

$$K_2 E_{\text{п}}^2 = \sqrt{\frac{I_1^2 + Q_1^2 + I_2^2 + Q_2^2}{2[1 + (X^2 + Y^2)^2]}}. \quad (3.59)$$

Таким образом, получено аналитическое решение системы измерительных уравнений, позволяющее определить модуль и аргумент ККО нагрузки и уровень падающей мощности в СВЧ тракте по результатам квадратурного детектирования с использованием формул (3.54) — (3.57), (3.59).

Недостатком предложенного алгоритма аналитического решения является то, что из-за невязок в системе измерительных уравнений, вызванных погрешностями, возможно получение решений, не соответствующих физическому смыслу. Моделирование ситуации на ЭВМ для случая, когда погрешности определения квадратурных составляющих  $I_1$ ,  $Q_1$ ,  $I_2$ ,  $Q_2$  превышала один процент, подтвердило это предположение. В частности, в результате аналитического решения, для модуля ККО получали комплексные значения, что противоречит физическому смыслу.

### **3.6. Численное решение системы измерительных уравнений для автоматического измерителя на основе двух квадратурных детекторов**

Указанный выше недостаток аналитического решения системы измерительных уравнений (3.49) можно преодолеть, применив итерационный алгоритм решения систем нелинейных уравнений. Существует ряд итерационных алгоритмов, которые реализуются в пакетах прикладных математических программ и обеспечивают численное решение систем уравнений. В данной работе использовались итерационные алгоритмы на основе метода Ньютона. При наличии невязок в системе измерительных уравнений (на практике невязки всегда существуют из-за погрешностей измерительной процедуры) наиболее целесообразно использовать оптимальные методы решения, обеспечивающие минимум среднеквадратической ошибки результата. При этом в блоке решения использовалась процедура, которая обеспечивает условие завершения работы при достижении минимума среднеквадратической ошибки.

Особенностью численного решения является необходимость задания начальных приближений. Попытки численного решения системы нелинейных измерительных уравнений (2.104) относительно модуля и аргумента ККО показали, что начальные приближения на искомые параметры в этом случае должны задаваться с высокой точностью. Реализовать это требование на практике невозможно, поскольку измеряемые величины заранее неизвестны. В процессе исследования найден алгоритм численного решения, свободный от указанного недостатка. Суть этого алгоритма заключается в нахождении квадратурных составляющих  $X$  и  $Y$  путем решения модифицированной системы нелинейных измерительных уравнений и последующем расчете модуля и аргумента ККО по формулам (3.56) и (3.57). Проведем замену переменных в системе измерительных уравнений (2.104) с использованием (3.46) — (3.48). В результате получим модифицированную систему:

$$\begin{cases} I_1 = K_2 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1 + X^2 + Y^2)^2 - 4X^2} \cdot \cos\left(\operatorname{arctg} \frac{2Y}{1 - X^2 - Y^2}\right); \\ Q_1 = K_2 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1 + X^2 + Y^2)^2 - 4X^2} \cdot \sin\left(\operatorname{arctg} \frac{2Y}{1 - X^2 - Y^2}\right); \\ I_2 = K_2 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1 + X^2 + Y^2)^2 - 4Y^2} \cdot \cos\left(\operatorname{arctg} \frac{2X}{1 - X^2 - Y^2}\right); \\ Q_2 = K_2 E_{\Pi}^2 \sqrt{(1 + X^2 + Y^2)^2 - 4Y^2} \cdot \sin\left(\operatorname{arctg} \frac{2X}{1 - X^2 - Y^2}\right). \end{cases} \quad (3.60)$$

Путем множества численных экспериментов установлено, что система уравнений (3.60) допускает решение при нулевых начальных приближениях для всех переменных ( $X$ ,  $Y$  и  $K_2 E_{\Pi}^2$ ) в широком диапазоне изменения этих переменных.

На рисунок 3.5 показан пример численного решения модифицированной системы измерительных уравнений при отсутствии невязок. Сравнивая исходные данные с результатами решения, приходим к выводу о том, что в этом случае найденное решение является точным.

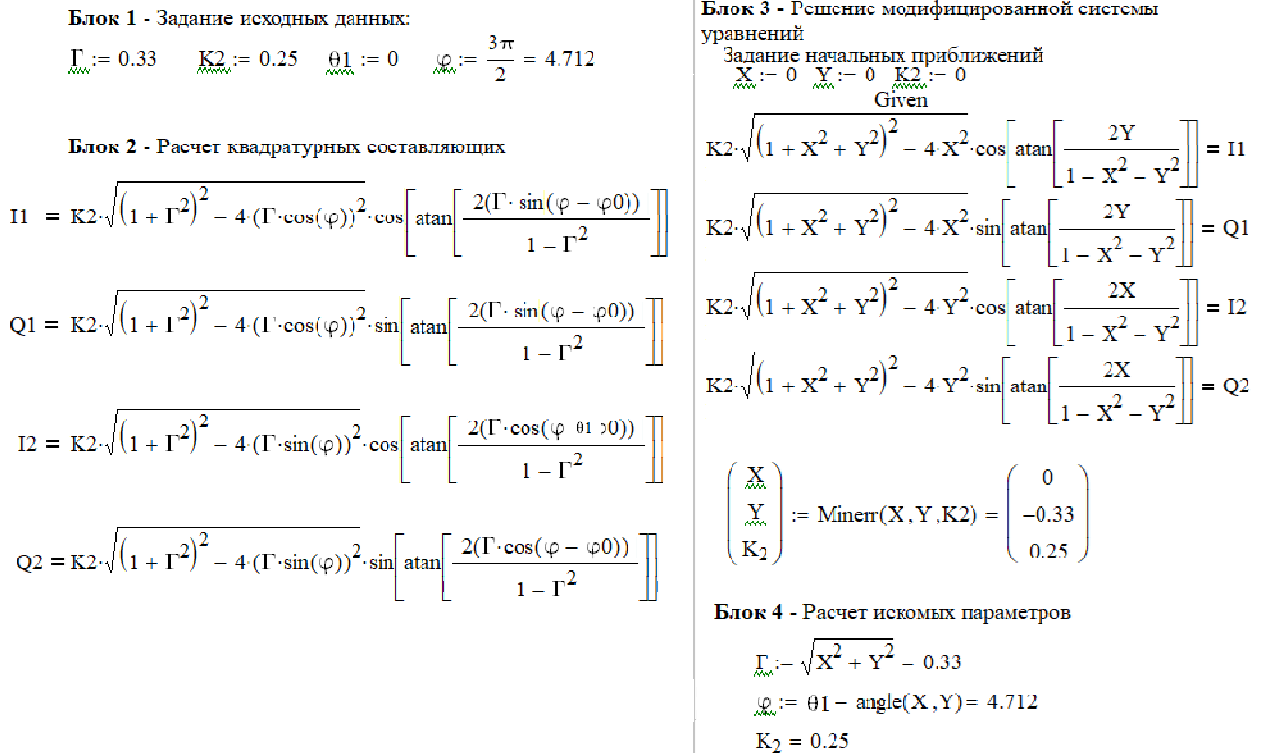


Рисунок 3.5 — Пример численного решения системы измерительных уравнений при отсутствии невязок

Проведем моделирование решения системы при наличии невязок. При этом будем считать, что квадратурные составляющие являются случайными величинами с равномерным законом распределения. Математические ожидания квадратурных составляющих возьмем из примера, который иллюстрируется на рисунке 3.5, а среднеквадратические отклонения этих величин (СКО) будем задавать в процессе моделирования. Моделирование проведено с помощью генератора случайных чисел, что позволило определить наилучшие сочетания случайных параметров при заданных значениях СКО.

В качестве примера на рисунке 3.6 показано решение при значении СКО квадратурных составляющих, равном  $\sigma = 3\%$ . Сравнивая исходные данные с результатами решения, приходим к выводу о том, что в этом случае решение найдено с относительной погрешностью модуля, равной 1,73%, практически с нулевой абсолютной погрешностью аргумента и относительной погрешностью уровня мощности 0,56%.



**Блок 1 - Задание исходных данных:**

$$I1 := 0.223 \quad Q1 := -0.165 \quad I2 := 0.223 \quad Q2 := 0 \quad \sigma := 3$$

**Блок 2 - Расчет квадратурных составляющих с учетом погрешности**

$$\alpha1 := \text{runif}\left(1, 1 - \frac{\sigma}{100}, 1 + \frac{\sigma}{100}\right) = (0.976)$$

$$\alpha2 := \text{runif}\left(1, 1 - \frac{\sigma}{100}, 1 + \frac{\sigma}{100}\right) = (0.984)$$

$$\alpha3 := \text{runif}\left(1, 1 - \frac{\sigma}{100}, 1 + \frac{\sigma}{100}\right) = (1.025)$$

$$\alpha4 := \text{runif}\left(1, 1 - \frac{\sigma}{100}, 1 + \frac{\sigma}{100}\right) = (1.01)$$

$$I1 := I1 \cdot \alpha1 = (0.218) \quad I2 := I2 \cdot \alpha3 = (0.229)$$

$$Q1 := Q1 \cdot \alpha2 = (-0.162) \quad Q2 := Q2 \cdot \alpha4 = (0)$$

**Блок 3 - Решение модифицированной системы уравнений**

Задание начальных приближений

$$X := 0 \quad Y := 0 \quad K2 := 0$$

Given

$$K2 \cdot \sqrt{(1 + X^2 + Y^2)^2 - 4 \cdot X^2} \cdot \cos\left[\text{atan}\left[\frac{2Y}{1 - X^2 - Y^2}\right]\right] = I1$$

$$K2 \cdot \sqrt{(1 + X^2 + Y^2)^2 - 4 \cdot X^2} \cdot \sin\left[\text{atan}\left[\frac{2Y}{1 - X^2 - Y^2}\right]\right] = Q1$$

$$K2 \cdot \sqrt{(1 + X^2 + Y^2)^2 - 4 \cdot Y^2} \cdot \cos\left[\text{atan}\left[\frac{2X}{1 - X^2 - Y^2}\right]\right] = I2$$

$$K2 \cdot \sqrt{(1 + X^2 + Y^2)^2 - 4 \cdot Y^2} \cdot \sin\left[\text{atan}\left[\frac{2X}{1 - X^2 - Y^2}\right]\right] = Q2$$

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \\ K2 \end{pmatrix} := \text{Minerr}(X, Y, K2) = \begin{pmatrix} 0 \\ -0.324 \\ 0.247 \end{pmatrix}$$

**Блок 4 - Расчет искомых параметров**

$$\Gamma := \sqrt{X^2 + Y^2} = 0.324 \quad K2 = 0.249$$

$$\varphi := \text{angle}(X, Y) = 4.712$$

$$\delta\Gamma := \left|100 - \frac{\Gamma}{0.33} \cdot 100\right| = 1.73 \quad \Delta\varphi := |4.712 - \varphi| = 3.89 \times 10^{-4}$$

$$\delta K2 := \left|100 - \frac{K2}{0.25} \cdot 100\right| = 0.558$$

Рисунок 3.6 — Пример численного решения системы измерительных уравнений при наличии невязок

### 3.7. Выводы по третьему разделу

По результатам третьего раздела можно сделать следующие выводы:

— разработан спектрометрический алгоритм обработки результатов амплитудного анализа в автоматическом измерителе с опорным каналом, основанный на применении дискретного преобразования Фурье, позволяющий определить искомые параметры с использованием первой и четвертой гармоник спектра дискретной последовательности и обеспечивающий повышение помехозащищенности измерительного канала, а также повышение точности за счет коррекции мультипликативной погрешности;

— осуществлен синтез узкополосных полосно-пропускающих цифровых рекурсивных фильтров второго порядка, предназначенных для выделения первой и четвертой гармоник дискретного сигнала, определены весовые коэффициенты и рассчитаны характеристики этих фильтров, а также проведено

моделирование переходных процессов, позволившее оценить время установление выходных сигналов;

— проведена оценка эффективности спектрометрического алгоритма обработки информации при использовании узкополосного фильтра и показано, что в этом случае СКО шума на выходе блока обработки измерительной информации уменьшается не менее, чем в 4 раза;

— разработан алгоритм обработки результатов дискретного фазового анализа в автоматическом измерителе с опорным каналом и получены аналитические соотношения, позволяющие определить модуль и аргумент ККО по дискретным отсчетам фазового распределения поля в линии передачи;

— разработан алгоритм аналитического решения системы измерительных уравнений и получены соотношения для автоматического устройства с двумя квадратурными детекторами, позволяющие определить модуль и аргумент ККО и уровень падающей мощности в СВЧ тракте по результатам квадратурного детектирования при отсутствии (или незначительной величине) невязок.

— разработан алгоритм численного решения системы измерительных уравнений, связывающих результаты квадратурного детектирования с измеряемыми параметрами, позволяющий определить модуль и аргумент ККО а также уровень падающей мощности в СВЧ тракте при наличии существенных невязок (более 1%). Алгоритм обеспечивает минимизацию среднеквадратической ошибки и работоспособен при задании нулевых начальных приближений неизвестных.

## 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В четвертом разделе приведены основные технические характеристики разработанных измерительных устройств, а также результаты экспериментальных исследований, полученные с помощью этих устройств.

### 4.1. Разработка экспериментальных образцов измерительных устройств

Для проведения экспериментальных исследований разработаны и изготовлены два образца измерительных устройств на основе схем, представленных на рисунке 2.1 и рисунке 2.5.

#### 4.1.1. Измерительная установка на основе однозондового анализа

На рисунке 4.1. представлено изображение измерительной установки на основе однозондового анализа.

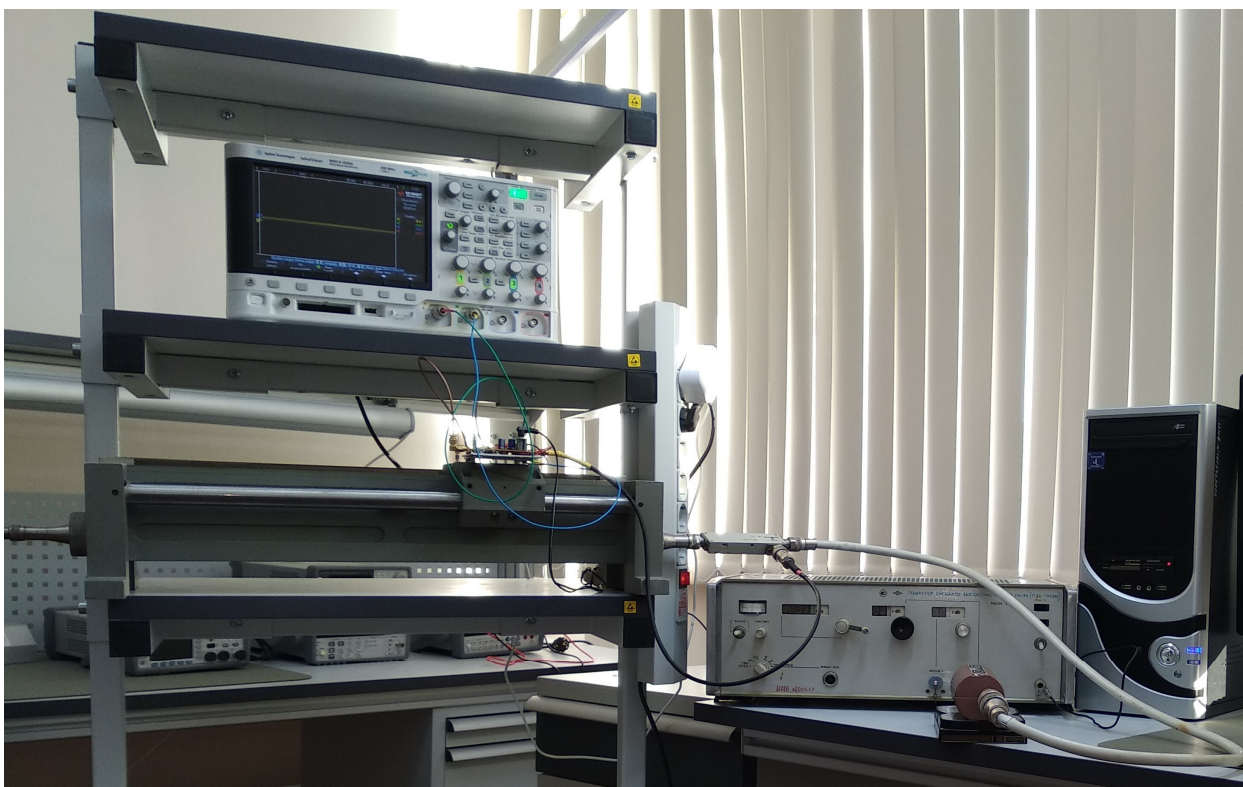


Рисунок 4.1 — Измерительная установка на основе однозондового анализа

В качестве СВЧ генератора использован генератор с выходной мощностью 5 мВт (7 дБм) типа Г4-94, имеющий коаксиальный выход и формирую-

щий микроволновые колебания гармонической формы в рабочем диапазоне частот (0,85 — 1,8) ГГц. С целью развязки в установке использован вентиль типа Э8-13, который обеспечивает развязку не менее 20 дБ в рабочем диапазоне частот (0,85 — 1,8) ГГц.

Для формирования опорного сигнала использован направленный ответвитель типа СК-69F производства фирмы Microlab [81].

В качестве отрезка линии передачи с подвижным ненаправленным зондом использована доработанная измерительная линия типа P1-17, предназначенная для измерений в коаксиальных линиях передачи сечением 7/3 мм. Ниже приведены основные технические характеристики этой измерительной линии:

- диапазон частот: (0,5 — 3) ГГц;
- собственный КСВН: менее 1,04;
- тип ВЧ тракта: коаксиальная линия 50 Ом, (7/3) мм.

Для реализации разработанного квадратурного метода измерения осуществлена доработка этой измерительной линии. Доработка заключалась в том, что из конструкции была удалена детекторная секция с СВЧ диодом, а ненаправленный зонд связи измерительной линии непосредственно подключен к дополнительному СВЧ разъему, к которому через отрезок жесткого коаксиального кабеля подключен измерительный вход квадратурного детектора. Доработанный ответвляющий узел измерительной линии для однозондового анализа изображен на рисунке 4.2.

Микроволновое колебание, ответвляемое с помощью ненаправленного зонда из линии передачи, подается на измерительный вход квадратурного детектора. Для уменьшения влияния зонда на результат измерения глубина его погружения в СВЧ тракт выбиралась так, чтобы обеспечит переходное ослабление порядка – 40 дБ. То есть мощность сигнала на выходе зонда составляла порядка – 33 dBm, что соответствовало приблизительно середине динамического диапазона квадратурного детектора.

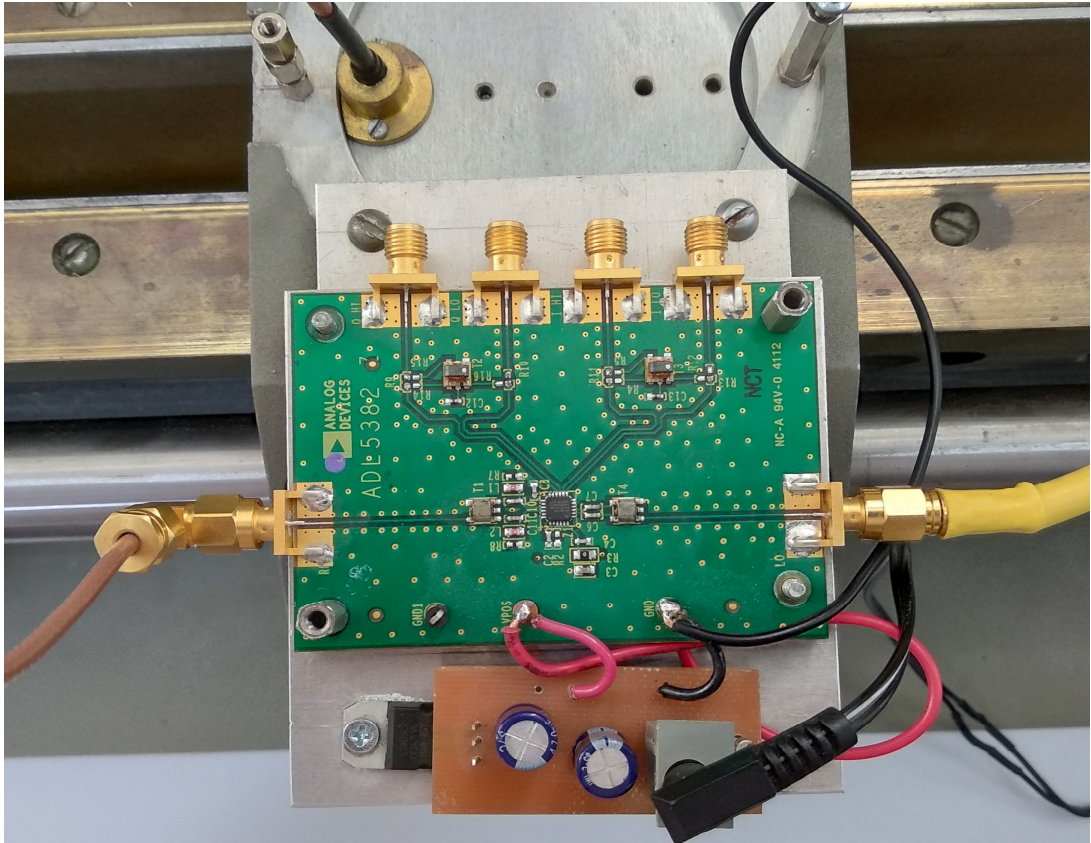


Рисунок 4.2 — Доработанный ответвляющий узел измерительной линии для однозондового анализа

Квадратурный детектор ( $IQ$  демодулятор) реализован на основе интегральной схемы  $ADL5382$  производства компании «Analog devices» [57]. Структура этой микросхемы иллюстрируется рисунком 4.3.

*ADL5382*

22	<i>RF IP</i>	<i>IQ</i>	<i>IHI</i>	14
21	<i>RF IN</i>		<i>ILO</i>	13
4	<i>VPL</i>		<i>BIAS</i>	3
5	<i>VPL</i>		<i>CMRF</i>	24
6	<i>VPL</i>		<i>CMRF</i>	23
17	<i>VPB</i>		<i>CMRF</i>	20
18	<i>VPB</i>		<i>COM</i>	12
19	<i>VPX</i>		<i>CML</i>	11
1	<i>VPA</i>		<i>CML</i>	10
2	<i>COM</i>		<i>CML</i>	7
8	<i>LO IP</i>		<i>QHI</i>	16
9	<i>LO IN</i>		<i>QLO</i>	15

Рисунок 4.3 — Микросхема  $ADL5382$

Ниже приведены параметры микросхемы *ADL5382* [10]:

- полоса рабочих частот: (0,7—2,7) ГГц;
- динамический диапазон: 70 дБ;
- напряжение питания: (4,75...5,25) В;
- амплитудное рассогласование между *I* и *Q* каналами:  $\pm 0,05$  дБ;
- квадратурная фазовая ошибка:  $\pm 0,2^0$ ;
- коэффициент усиления (преобразования): 4 дБ.

Назначение выводов микросхемы *ADL5382* представлено в таблице 4.1.

**Таблица 4.1 — Назначение выводов микросхемы *ADL5382***

Номер вывода	Обозначение	Назначение
1,4...6, 17...19	<i>VPA, VPL, VPB, VPX</i>	Питание
2, 7, 9...12, 20, 23, 24	<i>COM, CML, CMRF</i>	Корпус
3	<i>BIAS</i>	Контроль смещения
8, 9	<i>LOIP, LOIN</i>	Дифференциальный радиочастотный вход для местного генератора
13...16	<i>ILO, IHI, QLO, QHI</i>	Дифференциальные выходы <i>I</i> и <i>Q</i> каналов
21, 22	<i>RFIN, RFIP</i>	Дифференциальный радиочастотный вход

Для достижения высоких метрологических показателей была использована оценочная плата *ADL5382-EVALZ* (рисунок 4.4), на которой размещена интегральная схема *ADL5382*, элементы согласования, высокочастотные трансформаторы и фильтры нижних частот. Динамический диапазон входного сигнала, в пределах которого обеспечивается линейность тракта такого квадратурного детектора:  $-60$  dBm —  $+15$  dBm (75 дБ) [57]. Плата *ADL5382-*

*EVALZ* может использоваться для анализа как несимметричных, так и дифференциальных сигналов.

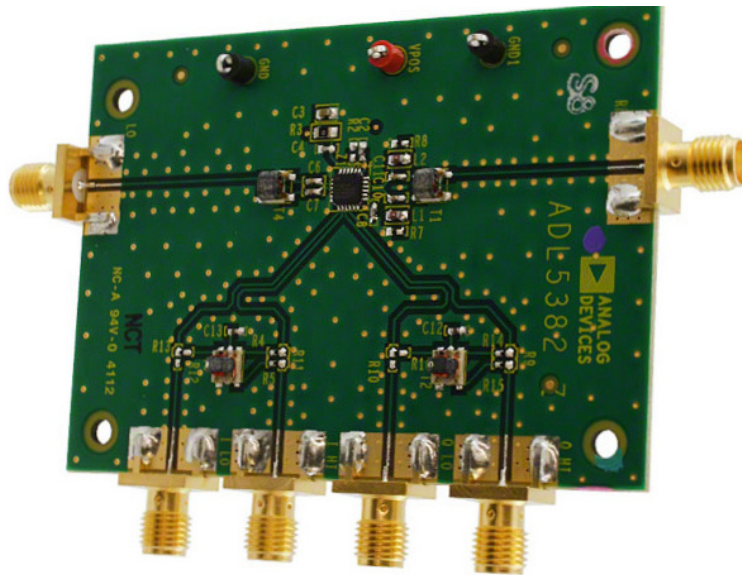


Рисунок 4.4 — Оценочная плата *ADL5382-EVALZ*

В установке также использован цифровой поверенный осциллограф фирмы *Agilent Technologies* типа *MSO-X 2024A*, обеспечивающий наблюдение и измерение квадратурных  $I$  и  $Q$  составляющих. Применение цифрового осциллографа позволило повысить точность измерения путем перевода генератора СВЧ в режим работы с амплитудной модуляцией меандром частотой 1 кГц. Повышение точности достигалось выделением первой гармоники меандра в осциллографе путем использования процедуры прямого дискретного преобразования Фурье. Результаты измерений накапливались на съемном носителе и подвергались окончательной обработке в ноутбуке.

#### 4.1.2. Измерительная установка на основе двухзондового анализа

На рисунке 4.5. представлено изображение измерительной установки на основе двухзондового анализа.

Отличие этой установки от установки, изображенной на рисунке 4.1 состоит в следующем: отсутствует направленный ответвитель, поскольку отпала необходимость в опорном канале; доработанный ответвляющий узел

измерительной линии содержит два ненаправленных зонда связи, размещенных на единой каретке и подключенных к двум СВЧ разъемам; квадратурный детектор имеет два симметричных (инвариантных) измерительных входа, на которые с помощью двух отрезков коаксиального кабеля подаются два измерительных сигнала с СВЧ разъемов, подключенных к ненаправленным зондам.

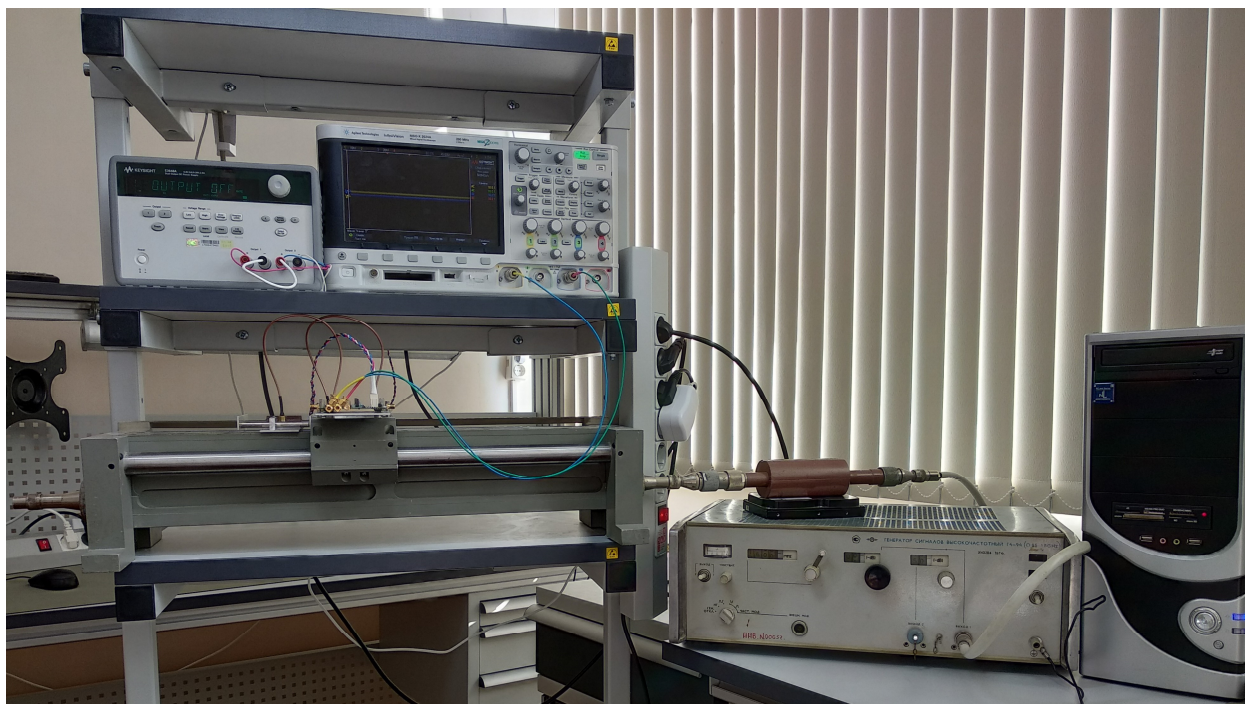


Рисунок 4.5 — Измерительная установка на основе двухзондового анализа

Поскольку квадратурный демодулятор (*ADL5382*) обладает неинвариантными входами, то был разработан и изготовлен квадратурный демодулятор с инвариантными входами на основе перемножителей сигналов типа *ADL5391* [82]. Сигналы, снимаемые с выходов квадратурного детектора, оцифровывались, и вся дальнейшая обработка осуществлялась в ноутбуке, монитор которого использовался для отображения результатов.

На рисунке 4.6 изображен доработанный ответвляющий узел измерительной линии для случая двухзондового анализа.



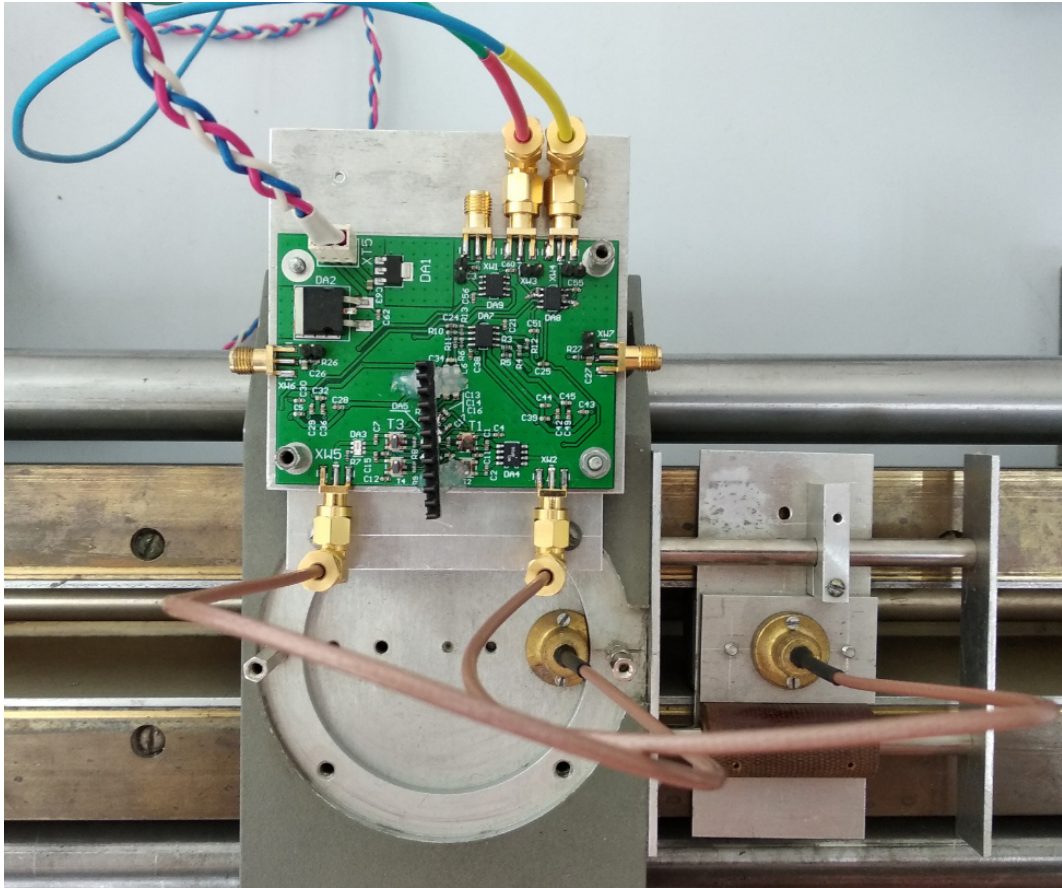


Рисунок 4.6 — Доработанный ответвляющий узел измерительной линии для двухзондового анализа

Расстояние между зондами 1 и 2 выбрано равным  $\lambda/4$ . Зонды размещены на единой каретке. Второй зонд выполнен с возможностью продольного перемещения относительно первого зонда, что обеспечивает настройку устройства на требуемую частоту.

На рисунке 4.7 изображена принципиальная схема специально разработанного для этой установки квадратурного детектора с симметричными (инвариантными) измерительными входами.

Высокочастотные сигналы подаются на входы 1 и 2. Эти сигналы поступают через СВЧ трансформаторы  $T1$ — $T4$  на интегральные микросхемы перемножителей  $ADL5391$  [82], обозначенные на рисунке 4.8 как  $DA1$  и  $DA2$ .

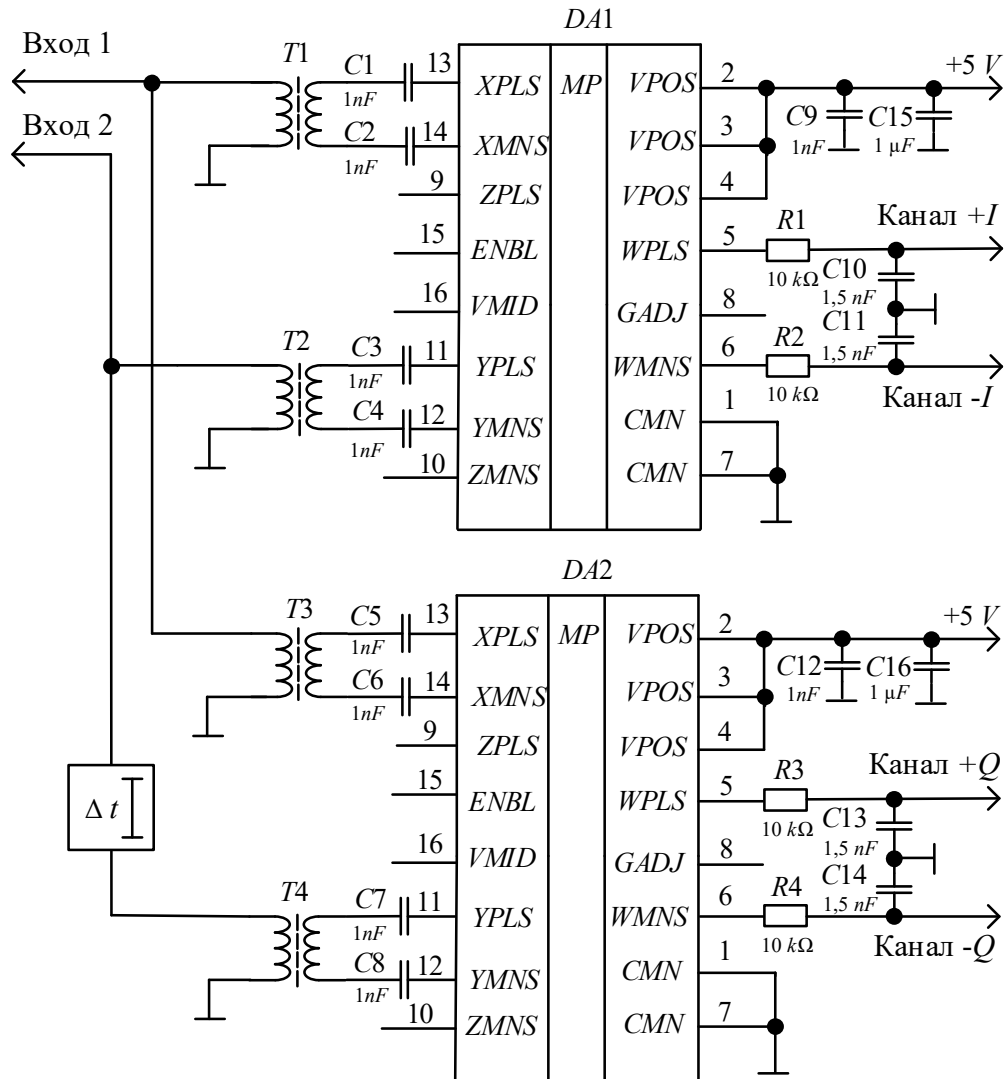


Рисунок 4.7 — Принципиальная схема разработанного квадратурного детектора с симметричными измерительными входами

На выводы 13,14 этих микросхем поступает сигнал с входа 1, а на выводы — 11, 12 с входа 2. Перед тем как поступить на выводы 11, 12 микросхемы *DA2*, сигнал проходит через линию задержки (время задержки  $\Delta t$ ), обеспечивающую набег фазы в  $90^\circ$  относительно сигнала, поступающего на аналогичные выводы микросхемы *DA1*, что обеспечивает квадратурную демодуляцию.

Линия задержки реализована на основе отрезка регулярной линии передач. Длина этого отрезка выбирается равной четверти длины волны в линии передачи, что обеспечивает набег фазы  $90^\circ$ . При использовании полоско-

вой линии передачи длину линии задержки  $\Delta l$  можно рассчитать по формуле [83]

$$\Delta l = \frac{c}{4 f \sqrt{\varepsilon}},$$

где  $c$  — скорость света;  $\varepsilon$  — эффективная диэлектрической проницаемость подложки полосковой линии.

Для выделения  $I$  и  $Q$  составляющих к выводам 5 и 6 микросхем  $DA1$  и  $DA2$  подключены дифференциальные  $RC$ -фильтры нижних частот, реализованные на элементах  $R1, C10, R2, C11$  и  $R3, C13, R2, C14$ . Частоты среза этих фильтров выбраны равными  $f_{\text{ср}} = 10$  кГц.

Устройство питается от стабилизированного источника постоянного напряжения 5 В и подключаемого к выводам 2 — 4 микросхем  $DA1$  и  $DA2$ .

## 4.2. Экспериментальное определение погрешностей измерения

### 4.2.1. Результаты однозондового анализа

С использованием разработанной измерительной установки (рисунок 4.1) проведен множественный экспериментальный анализ амплитудного и фазового распределений поля в линии передачи, нагруженной на различные образцовые нагрузки. При этом осуществлялось сравнение с теоретическими зависимостями. Эксперименты проводились в дискретных точках частотного диапазона (0,85 — 2,5) ГГц. С использованием особенностей этих распределений рассчитывались значения модулей и аргументов комплексного коэффициента отражения нагрузок, которые сравнивались с образцовыми значениями. Расчет модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения на основе фазового распределения проводился по формуле (2.28) и (2.34), а на основе амплитудного распределения — по формулам (2.40) и (2.45) соответственно. Ниже представлены некоторые результаты экспериментального определения амплитудного и фазового распределений поля в линии передачи и результаты измерения модуля и аргумента комплексного отражения двух

образцовых мер на частоте  $f = 1,5$  ГГц (длина волны  $\lambda = 20$  см). В качестве образцовых нагрузок использовались меры КСВН второго разряда ЭК9-180, которые дополнительно были аттестованы по аргументу комплексного коэффициента отражения с помощью высокоточного анализатора цепей E5063A [56] производства компании *Keysight Technologies*. Результаты анализа обрабатывались с использованием персонального компьютера.

На рисунках 4.8 — 4.10 показаны графики нормированных относительно максимального значения амплитудных  $U_{нв}(l/\lambda)$  и фазовых  $\Delta\psi_в(l/\lambda)$  распределений поля в пределах одной длины волны, полученные экспериментальным путем (сплошные линии). Для наглядности на этих же рисунках изображены графики нормированных амплитудных  $U_{нт}(l/\lambda)$  и фазовых  $\Delta\psi_т(l/\lambda)$  распределений поля в линии передачи, рассчитанные теоретическим путем (пунктирные линии).

При определении аргумента коэффициента образцовых нагрузок в качестве опорного элемента, по которому осуществлялась калибровка, использовался образцовый короткозамыкатель с модулем коэффициента отражения близким к единице. На рис. 4.9 представлены графики амплитудного и фазового распределения поля при подключении к линии передачи образцового короткозамыкателя. Расчет по формуле (2.40) дает значение модуля коэффициента отражения образцового короткозамыкателя равное 0,961 (по амплитудному распределению), а по формуле (2.28) — 0,998 (по фазовому распределению).

На рисунках 4.10 и 4.11 представлены графики амплитудного и фазового распределений поля при подключении к линии двух образцовых нагрузок с  $|\dot{\Gamma}| = 0,167$  ( $K_{стU} = 1,4$ ) и  $|\dot{\Gamma}| = 0,333$  ( $K_{стU} = 2,0$ ).

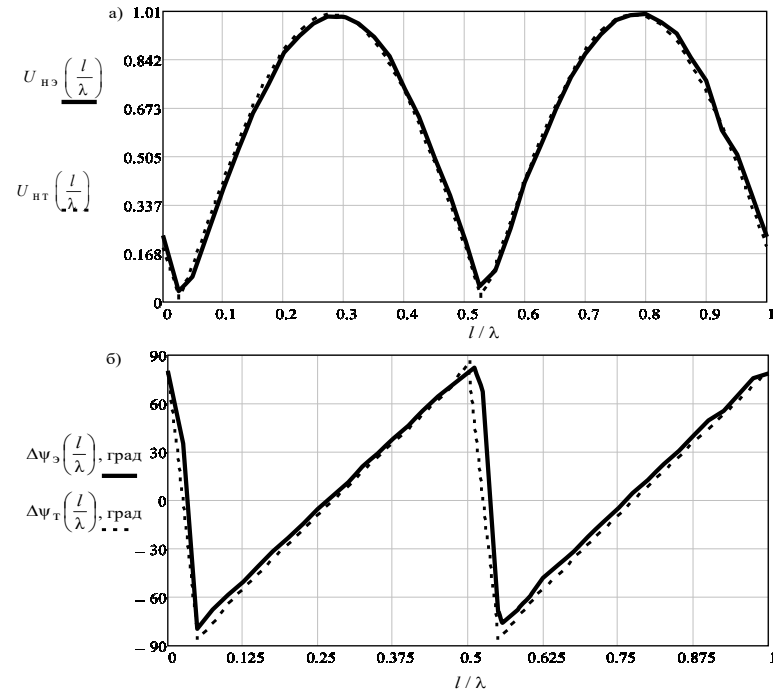


Рисунок 4.9. Амплитудное а) и фазовое б) распределения поля в линии передачи при  $|\dot{\Gamma}|=1$  (короткозамыкатель)

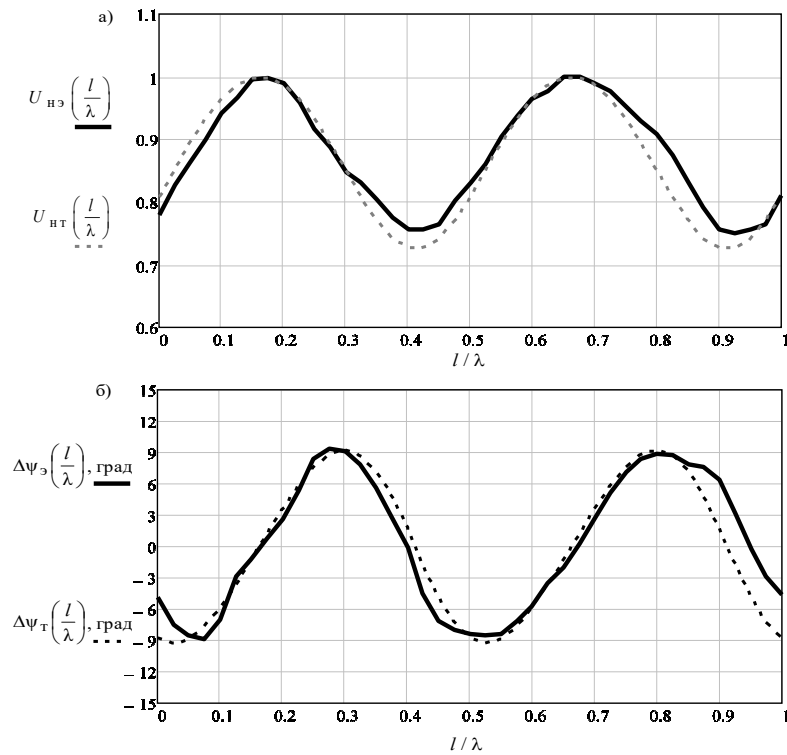


Рисунок 4.10 — Амплитудное а) и фазовое б) распределения поля в линии передачи при  $|\dot{\Gamma}|=0,167$  ( $K_{стU} = 1,4$ )

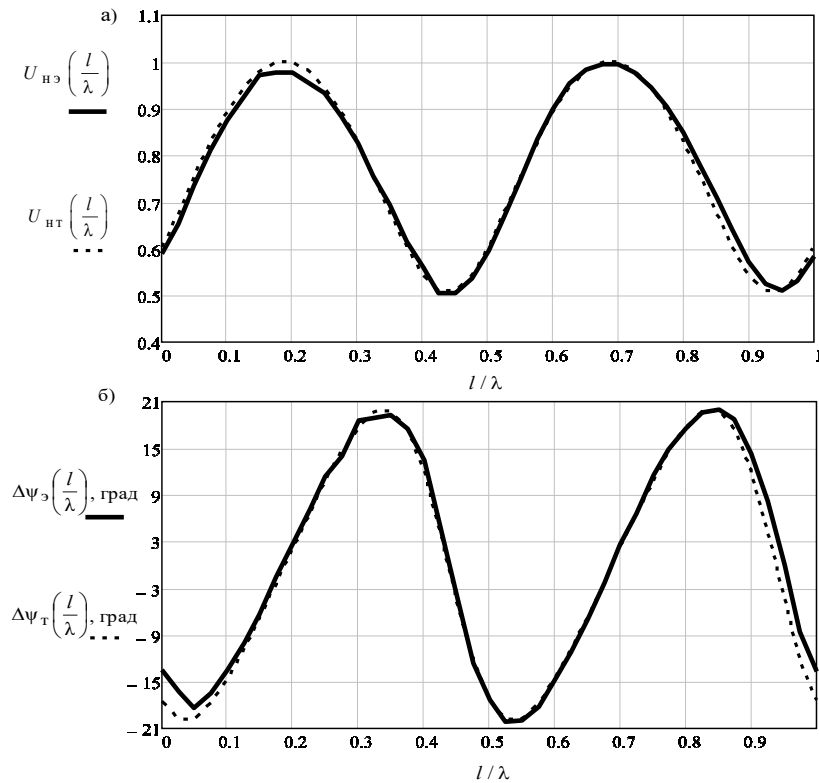


Рисунок 4.10 — Амплитудное а) и фазовое б) распределения поля в линии передачи при  $|\dot{\Gamma}|=0,333$  ( $K_{стU} = 2,0$ )

Результаты измерения модуля  $|\dot{\Gamma}_и|$  и аргумента  $\varphi_и$  комплексного коэффициента отражения образцовых нагрузок, а также результаты расчета относительной погрешности измерения  $\delta|\dot{\Gamma}|$  (в процентах) и абсолютной погрешности  $\Delta\varphi$  (в градусах) показаны в таблицах 4.1 и 4.2.

Таблица 4.1 — Результаты измерений по амплитудному распределению

№	Параметры образцовой нагрузки	Измеренное значение $ \dot{\Gamma}_и $	Измеренное значение $\varphi_и$ , град.	Относительная погрешность $\delta \dot{\Gamma} $ , %	Абсолютная погрешность $\Delta\varphi$ , град.
1.	$ \dot{\Gamma} =0,167$ $\varphi = 109^\circ$	0,160	105,2	4,4	3,8
2.	$ \dot{\Gamma} =0,333$ $\varphi = 107,5^\circ$	0,325	110,1	2,4	- 2,6

Из таблицы 4.1 следует, что при использовании амплитудного распределения для первой нагрузки относительная погрешность измерения модуля

составила 4,4 %, абсолютная погрешность измерения аргумента составила  $3,8^0$ , а для второй нагрузки — 2,4 % и  $-2,6^0$  соответственно.

Таблица 4.2 — Результаты измерений по фазовому распределению

№	Параметры образцовой нагрузки	Измеренные значения $ \dot{\Gamma}_и $	Измеренные значения $\varphi_и$ , град.	Относительная погрешность $\delta \dot{\Gamma} $ , %	Абсолютная погрешность $\Delta\varphi$ , град.
1.	$ \dot{\Gamma} =0,167$ $\varphi = 109^\circ$	0,163	106,5	2,4	2,5
2.	$ \dot{\Gamma} =0,333$ $\varphi = 107,5^\circ$	0,327	109,6	1,8	- 2,1

Из таблицы 4.2 следует, что при использовании фазового распределения для первой нагрузки относительная погрешность измерения модуля составила 2,4 %, абсолютная погрешность измерения аргумента составила  $2,5^0$ , а для второй нагрузки — 1,8 % и  $-2,1^0$  соответственно.

Сравнивая результаты измерений, приходим к заключению о том, что погрешность измерений разработанной установки при фазовом анализе меньше, чем при амплитудном анализе, особенно при малых значениях  $|\dot{\Gamma}|$ .

Результаты усреднения измеренных значений по амплитудному и фазовому распределениям  $|\dot{\Gamma}_{ср}|$  и  $\varphi_{ср}$ , а также результаты расчета относительной погрешности измерения  $\delta|\dot{\Gamma}_{ср}|$  и абсолютной погрешности  $\Delta\varphi_{ср}$  для этого случая показаны в таблице 3.

Таблица 4.3 — Усредненные результаты измерений по амплитудному и фазовому распределениям

№	Параметры образцовой нагрузки	Усредненное значение $ \dot{\Gamma} _{ср}$	Усредненное значение $\varphi_{ср}$ , град.	Относительная погрешность $\delta \dot{\Gamma} _{ср}$ , %	Абсолютная погрешность $\Delta\varphi_{ср}$ , град.
1.	$ \dot{\Gamma} =0,167$ $\varphi = 109^\circ$	0,1615	105,85	3,3	3,15
2.	$ \dot{\Gamma} =0,333$ $\varphi = 107,5^\circ$	0,326	109,85	2,1	- 2,35

Анализ результатов, представленных в таблице 4.3, показывает, что при усреднении результатов для первой нагрузки относительная погрешность измерения модуля составила 3,3 %, а абсолютная погрешность измерения аргумента  $3,15^0$ , а для второй нагрузки — 2,1 % и  $-2,35^0$  соответственно. Следует ожидать увеличения эффективности усреднения результатов при использовании многократных измерений, а также в условиях воздействия на измерительный канал помех.

#### 4.2.2. Результаты двухзондового анализа

С помощью разработанной установки проведены измерения параметров образцовых нагрузок. В качестве образцовых нагрузок использованы меры КСВН второго разряда ЭК9-180. При этом в ноутбуке проводился расчет измеренных значений модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения, и определялась погрешность измерения путем сличения образцовых и измеренных значений. Ниже представлены результаты экспериментального измерения модуля комплексного отражения трех образцовых нагрузок на частоте  $f = 1,5$  ГГц (длина волны  $\lambda = 20$  см).

На рисунках 4.12 — 4.14 показаны графики нормированных к максимальному значению функций  $U_{нэ}(l/\lambda)$  и функций  $\Delta\theta_э(l/\lambda)$  при различных значениях КСВН образцовых нагрузок, полученные экспериментальным путем (сплошные линии). Там же изображены графики нормированных к максимальному значению функций  $U_{нт}(l/\lambda)$  и функций  $\Delta\theta_т(l/\lambda)$ , рассчитанные теоретическим путем (пунктирные линии).

Для определения модуля комплексного коэффициента отражения при анализе функции  $U_{нэ}(l/\lambda)$  использовалась формула (2.56), а при анализе функции  $\Delta\theta_э(l/\lambda)$  — формула (2.57).



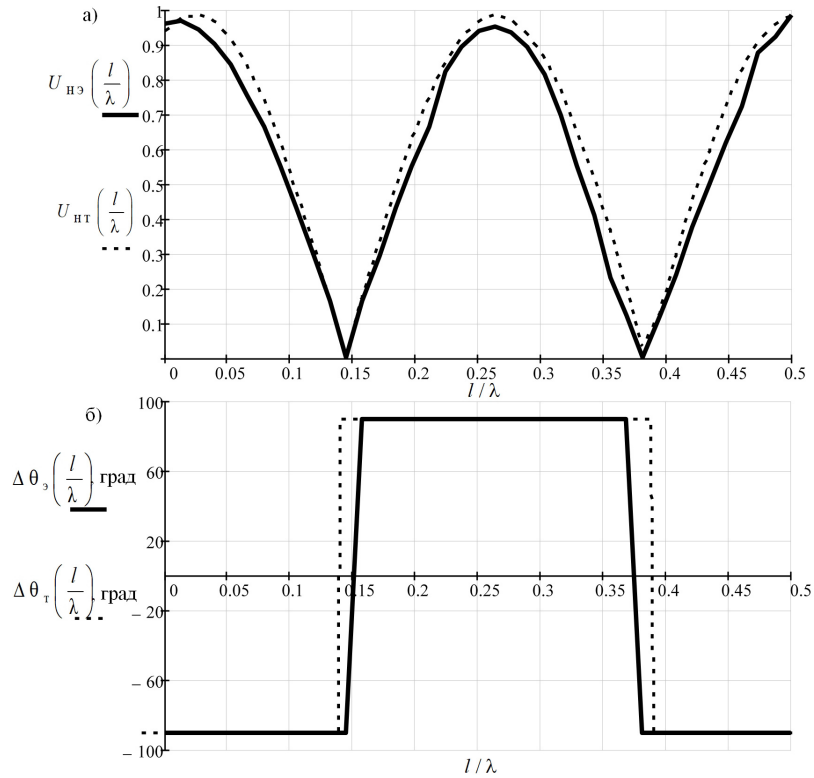


Рисунок 4.12 — Экспериментальные зависимости  $U_{H3}(l/\lambda)$  (а) и  $\Delta\theta_3(l/\lambda)$  (б) при  $|\dot{\Gamma}|=1$  (короткозамыкатель)

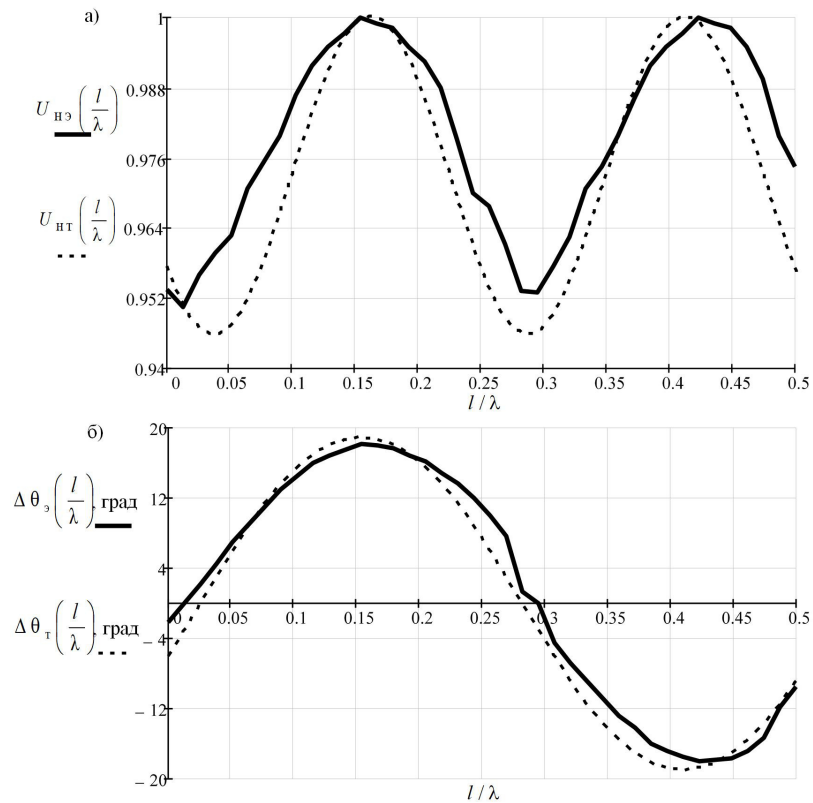


Рисунок 4.13 — Экспериментальные зависимости  $U_{H3}(l/\lambda)$  (а) и  $\Delta\theta_3(l/\lambda)$  (б) при  $|\dot{\Gamma}|=0,167$  ( $K_{ctU}=1,4$ )

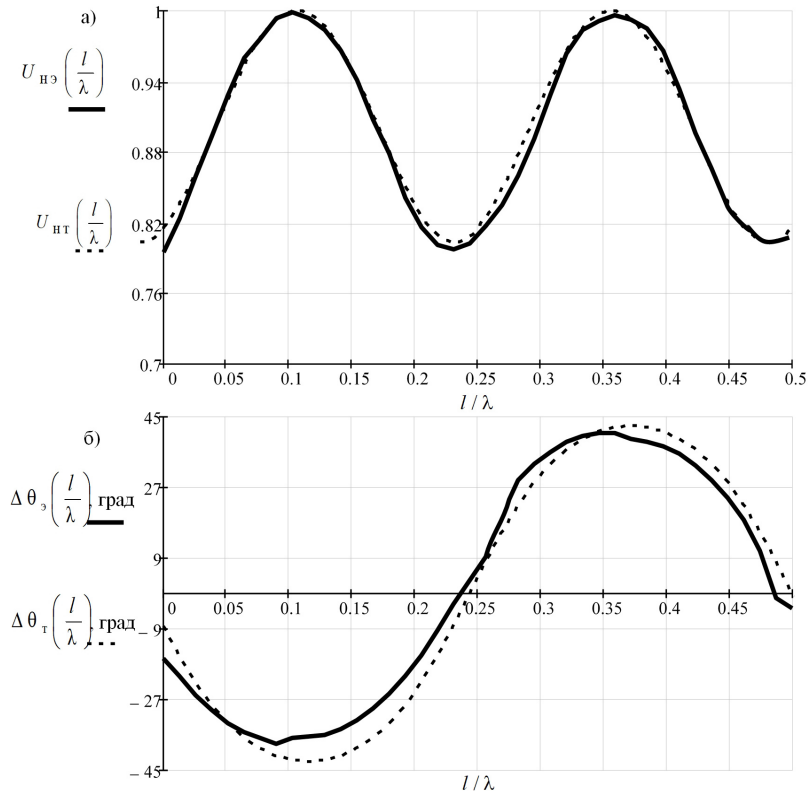


Рисунок 4.14 — Экспериментальные зависимости  $U_{H3}(l/\lambda)$  (а) и  $\Delta\theta_3(l/\lambda)$  (б) при  $|\dot{\Gamma}|=0,333$  ( $K_{CTU}=2,0$ )

Оценка метрологических характеристик проводилась для двух образцовых нагрузок с КСВН 1,4 и 2,0. Результаты измерений и расчета погрешностей при анализе функции  $U_{H3}(l/\lambda)$  представлены в таблице 4.4, а при анализе функции  $\Delta\theta_3(l/\lambda)$  — в таблице 4.5. В таблице приведены результаты усреднения и погрешности усредненных значений.

Таблица 4.4 — Результаты измерений при анализе функции  $U_{H3}(l/\lambda)$

№	Параметры образцовой нагрузки	Измеренные значения $ \dot{\Gamma} _и$	Измеренные значения $\varphi_и$ , град.	Относительная погрешность $\delta \dot{\Gamma} _и$ , %	Абсолютная погрешность $\Delta\varphi$ , град.
1.	$ \dot{\Gamma}  = 0,167$ $\varphi = 107,5^\circ$	0,158	104,8	5,7	2,7
2.	$ \dot{\Gamma} =0,333$ $\varphi = 107,5^\circ$	0,326	110,6	2,1	-3,1

Таблица 4.5 — Результаты измерений при анализе функции  $\Delta\theta_3(l/\lambda)$ 

№	Параметры образцовой нагрузки	Измеренные значения $ \dot{\Gamma} _и$	Измеренные значения $\varphi_и$ , град.	Относительная погрешность $\delta \dot{\Gamma} _и$ , %	Абсолютная погрешность $\Delta\varphi$ , град.
1.	$ \dot{\Gamma}  = 0,167$ $\varphi = 109^\circ$	0,160	105,0	4,2	3,0
2.	$ \dot{\Gamma}  = 0,333$ $\varphi = 107,5^\circ$	0,321	110,2	3,6	- 2,7

Таблица 4.6 — Усредненные результаты измерений

№	Параметры образцовой нагрузки	Усредненное значение $ \dot{\Gamma} _{ср}$	Измеренные значения $\varphi_{ср}$ , град.	Относительная погрешность $\delta \dot{\Gamma} _{ср}$ , %	Абсолютная погрешность $\Delta\varphi_{ср}$ , град.
1.	$ \dot{\Gamma}  = 0,167$ $\varphi = 107,5^\circ$	0,159	104,9	4,8	2,6
2.	$ \dot{\Gamma}  = 0,333$ $\varphi = 107,5^\circ$	0,324	110,4	3,2	- 2,9

Анализ результатов, представленных в таблице 4.6, показывает, что погрешность измерения комплексного коэффициента отражения при усреднении результатов для  $|\dot{\Gamma}| = 0,167$  составила 4,8 %, а при  $|\dot{\Gamma}| = 0,333$  — 3,2 %.

### 4.3. Выводы по четвертому разделу

По результатам четвертого раздела можно сделать следующие выводы:

— на основе разработанного квадратурного метода измерения ККО проведена разработка макетных образцов двух измерительных установок, в которых реализован однозондовый и двухзондовый принципы анализа амплитудного и фазового распределений электромагнитной волны в линии передачи;

— проведены экспериментальные исследования амплитудного и фазового распределения поля в рассогласованной линии передачи, полностью подтвердившие теоретические результаты, полученные на основе разработанной математической модели квадратурного метода измерения;

— проведено экспериментальное определение погрешностей измерения путем множественных измерений параметров образцовых мер коэффициента отражения при обработке результатов амплитудного и фазового распределений (эти погрешности при  $|\dot{\Gamma}|=0,33$  не превышают 4% процентов по модулю и 3 градусов по аргументу);

— экспериментальные исследования предложенного квадратурного способа измерения подтверждают возможность создания на его основе микроволновых измерительных устройств для встроенного контроля и диагностики, обладающих высокой точностью измерений при малых габаритах, массе и себестоимости.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

1. Проведен анализ методов измерения комплексного коэффициента отражения и показано, что для целей встроенного и технологического контроля используют методы прямого детектирования. Показано, что эти методы обладают невысокой точностью измерений, поскольку применяемые для амплитудного детектирования СВЧ диоды имеют малый динамический диапазон квадратичного детектирования (порядка 30...40 дБ). Это приводит к существенной погрешности измерений, а также невозможности проведения измерений при изменении мощности СВЧ-генератора в широких пределах. Кроме того, применение амплитудного детектирования ограничивает возможности решения измерительной задачи на основе анализа только амплитудного распределения поля в линии передачи.

2. Предложен новый способ измерения комплексного коэффициента отражения, основанный на прямом преобразовании частоты путем квадратурного синхронного детектирования ответвляемых из первичной линии передачи сигналов (квадратурный способ измерения). Способ обеспечивает расширение динамического диапазона изменения уровня мощности в тракте не менее чем на 30 дБ по отношению к известному способу, основанному на квадратичном амплитудном детектировании. Способ защищен патентом РФ.

3. Разработаны математические модели квадратурного способа измерения при однозондовом и двухзондовом анализе и получены аналитические соотношения, связывающие измеряемые параметры микроволнового двухполюсника с сигналами на выходах квадратурного детектора и блока квадратурной обработки информации, а также соотношения для расчета измеряемых параметров на основе анализа как амплитудного, так и фазового распределений электромагнитной волны в линии передачи.

4. Разработаны новые измерительные устройства для определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения, которые обеспечивают методическую погрешность измерения модуля и аргумента ККО не превышающую 0,54% и  $0,2^{\circ}$  при фазовом анализе и 0,01% и  $0,15^{\circ}$  при амплитудном анализе, а также дополнительное повышение точности измерения из-за усреднения оценок за счет избыточности (получен патент РФ на полезную модель).

5. Проведен анализ методической погрешности квадратурного способа измерения и показано, что при применении современного квадратурного детектора в интегральном исполнении (при  $|\dot{\Gamma}| = 0,33$ ) методическая погрешность измерения модуля и аргумента ККО при фазовом анализе не превышают 0,54% и  $0,2^{\circ}$ , а при амплитудном анализе — 0,01% и  $0,15^{\circ}$  соответственно.

6. Проведено исследование влияния зонда на фазовое распределение электромагнитной волны в линии передачи и оценены погрешности измерения модуля и аргумента ККО, вызываемые этим фактором. В результате показано, что погрешности, которые вызываются влиянием зонда на структуру фазового распределения электромагнитной волны в линии передачи, для практически важных случаев не превышают 0,5 % по модулю и  $2^{\circ}$  по аргументу.

7. Предложены функциональные схемы и разработаны математические модели автоматических измерительных устройств на основе дискретного анализа амплитудно-фазового распределения поля в микроволновом тракте с помощью четырехзондовой измерительной линии для случая наличия опорного канала и для случая применения двух квадратурных детекторов с инвариантными входами.

8. Разработан спектрометрический алгоритм обработки результатов в автоматическом измерителе с опорным каналом, основанный на применении дискретного преобразования Фурье к сформированной особым образом дискретной последовательности, состоящей из отсчетов амплитудного распределения электромагнитного поля в линии передачи, получаемого в результате квадратурной обработки. Алгоритм основан на определении искомых параметров с

использованием первой и четвертой гармоник спектра и обеспечивает повышение помехозащищенности измерительного канала и повышение точности за счет коррекции мультипликативной погрешности.

9. Осуществлен синтез узкополосных полосно-пропускающих рекурсивных фильтров второго порядка, предназначенных для выделения первой и четвертой гармоник дискретного сигнала, в результате которого определены весовые коэффициенты, рассчитаны характеристики этих фильтров, а также проведено моделирование переходных процессов, позволившее оценить время установления выходных сигналов. Показано, что применение узкополосного фильтра для реализации спектрометрического алгоритма обработки обеспечивает уменьшение СКО выходного шума не менее, чем в 4 раза.

10. Разработан алгоритм обработки результатов дискретного фазового анализа в автоматическом измерителе с опорным каналом и получены аналитические соотношения, позволяющие определить модуль и аргумент ККО по дискретным отсчетам фазового распределения поля в линии передачи.

11. Разработан алгоритм аналитического решения системы измерительных уравнений для автоматического устройства с двумя квадратурными детекторами и получены соотношения, позволяющие определить модуль и аргумент ККО и уровень падающей мощности в тракте по результатам квадратурного детектирования при отсутствии или незначительной величине (менее 1%) невязок.

12. Разработан алгоритм численного решения системы измерительных уравнений, связывающих результаты квадратурного детектирования с измеряемыми параметрами, позволяющий определить модуль и аргумент ККО, а также уровень падающей мощности в СВЧ тракте при наличии существенных невязок. Алгоритм обеспечивает минимизацию среднеквадратической ошибки и работоспособен при задании нулевых начальных приближений для неизвестных.

13. Разработаны и изготовлены макетные образцы двух измерительных установок, в которых реализованы однозондовый и двухзондовый анализ амплитудного и фазового распределений электромагнитной волны в линии пере-

дачи.

14. Проведены экспериментальные исследования амплитудного и фазового распределений поля в рассогласованной линии передачи, полностью подтвердившие теоретические результаты, полученные на основе разработанной математической модели квадратурного способа измерения. Осуществлены множественные измерения параметров образцовых нагрузок и определены погрешности измерения (не более 4% по модулю и не более  $3^0$  по аргументу), подтвердившие возможность создания на основе предложенного квадратурного способа измерительных устройств микроволнового встроенного контроля и диагностики, обладающих высокой точностью измерений при малых габаритах, массе и себестоимости.



**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. The evolution of RF / Microwave network analyzers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-6353EN.pdf> (15.10.2019).
2. 54100A Series Network Analyzers: Application note [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.anritsu.com/ru-ru/Downloads/Application-Notes/Application-Note/DWL1027.aspx> (11.10.2019).
3. Гусинский А. В. Векторные анализаторы цепей миллиметровых волн: монография. В 3 ч. Ч. 3 (кн. 2) Принципы построения и анализ схем векторных анализаторов цепей / А.В. Гусинский, Г.А. Шаров, А.М. Кострикин. — Минск: Изд-во БГУИР, 2008. — С. 241-507.
4. Rytting D. ARFTG 50 Year Network Analyzer History // 71st ARFTG Microwave Measurement Conference, June 2008, Atlanta, GA, USA, P. 1-8.
5. ENA Vector Network Analyzer Keysight E5063A [Электронный ресурс] / Keysight.— <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-3616EN.pdf?id=2087468> — 12.08.2019.
6. Adamian, Vahe. Electronic Calibration of a Vector Network Analyzer (VNA) for Non-Insertable Devices // ARFTG Conference Digest-Spring, 1994. — Vol. 25. — P. 1-10.
7. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ: в 2 т. Электровакуумные приборы СВЧ / под ред. Н. Д. Девяткова. М.: Высшая школа, 1972. — 376 с.
8. Бондаренко И.К., Дейнега Г.А., Маграчев З.В. Автоматизация измерения параметров СВЧ трактов. — М.: Сов. Радио, 1969. — 304 с.
9. Электрорадиоизмерения: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Под ред. В.И. Винокурова.: 2-е изд., перераб. и доп.: М.: Высш. Шк., 1986. — 351 с.
10. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е., Овчаров П.П., Таран С.Н. Двухзондовый метод измерения полного сопротивления на СВЧ с использованием квадратурной обработки // Труды 26-ой Международной конференции «СВЧ-

техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 4 — 10 сентября 2016 г. — С. 1913.

11. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е., Овчаров П.П. Экспериментальное исследование амплитудно-фазового распределения поля в линии передачи с использованием квадратурной обработки // Труды 25-ой Международной конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 6 — 12 сентября, 2015 г. — С. 857-859.

12. Schiek, Burkhard. Standing wave meters and network analyzers // Encyclopedia of Rf and microwave engineering / Kai Chang, editor-in-chief. — John Wiley & Sons, Inc. 2005. — P. 4896-4918.

13. Дворяшин Б.В. Основы метрологии и радиоизмерения. — М.: Радио и связь, 1993. — 320 С.

14. Данилин А. А. Измерения в технике СВЧ. — М.: Радиотехника, 2008. — 182 с.

15. Стариков В. Д. Методы измерения на СВЧ с применением измерительных линий. М.: Связь, 1972. — 144 С.

16. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Глебович Г.В., Андриянов А.В., Введенский Ю.В. и др.; Под ред. Г.В. Глебовича. — М.: Радио и связь. 1984. — 255 С.

17. Горлов Н.И. Современное состояние и область применения импульсной (временной) рефлектометрии // Зарубежная Радиоэлектроника. — 1986. — Вып. 4. — С. 57-67.

18. Власов М.М. Точность моделирования СВЧ трактов при измерении методом ЧМ-рефлектометрии // Измерительная техника. 1985. — № 10. — С. 41-43.

19. Гимпилевич Ю.Б. Измерение и контроль параметров микроволновых трактов. — Севастополь: изд-во СевНТУ, 2009. — 293 С.

20. Андронов Е.В., Глазов Г.Н. Теоретический аппарат измерений на СВЧ: Т. 1. Методы измерений на СВЧ. Томск: ТМЛ-Пресс, 2010. — 804 С.

21. Кудрявцев А.М. и др. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ: узловая и элементная базы. Под ред. А. М. Кудрявцева. — М.: Радиотехника. 2006. — 208 С.

22. Блохин С.В., Никулин С.М., Петров В.В., Салов А.Н. Автоматизация измерений волновых параметров четырехполюсников на СВЧ // Измерительная техника. 1986. — С. 27-28

23. Савелькаев С.В., Ромасько С. В. Способ измерения  $S$ -параметров четырехполюсников, предназначенных для включения в микрополосковый тракт // Вестник СГУГиТ. 2017. — Т. 22. — № 2. — С. 260-270.

24. Бондаренко И.К., Гимпилевич Ю.Б., Афонин И.Л. Математическая модель коммутационного измерителя полных сопротивлений // Тезисы докладов республиканской конференции “Применение вычислительной техники и математических методов в научных исследованиях”. Киев, 1986. — С. 136-137.

25. Бондаренко И.К., Афонин И.Л., Гимпилевич Ю.Б. Встроенные автоматизированные измерители комплексных параметров антенно-фидерных трактов // Тезисы докладов всесоюзной конференции “Фазированные антенные решетки и их элементы: автоматизация проектирования и измерений”. Казань, 1990. — С. 109.

26. Савелькаев С.В. Математическое моделирование анализатора СВЧ-цепей с перестраиваемым измерительным датчиком // Метрология. 2005. — № 10. — С. 7-20.

27. Кабанов Д.А., Никулин С. М., Петров В.В. Салов А.Н. Опыт разработки автоматических анализаторов СВЧ цепей с 12-полюсными рефлектометрами // Измерительная техника. 1985. — № 10. — С. 38-40.

28. Hiebel M. Fundamentals of Vector Network Analysis. Rohde & Schwarz, Germany. 2007. — 419 p.

29. Измерения в электронике: Справочник / Под редакцией В.А. Кузнецова.: М.: Энергоатомиздат., 1987. — 512 с.

30. Коротков К.С., Фролов Д.Р., Левченко А.С. Новый высокоточный метод определения абсолютных комплексных параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты / Сборник трудов Международной конференции «ИРЭМВ-2013». Таганрог-Дивноморское, 2013. — С. 462–467.

31. Demodulator U2794B [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/89902/TEMIC/U2794B.html>

32. Буйнявичюс Г.А., Давидавичюс Р.Л. Панорамные измерители КСВ P2-73 и P2-78 // Техника средств связи. Сер. РИТ. 1983. — Вып. 4. — С. 135-139.

33. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем, т.1 / Згуровский М.З., Ильченко М.Е., Кравчук С.А., Нарытник Т.Н., Якименко Ю.И. — К.: Політехніка, 2003. — 456 с.

34. Gimpilevich, Yu.B., Vertegel V.V., Noskovich, V.I. Increasing operation speed during complex parameters measurements for microwave devices with the help of 12-pole reflectometer method // Radioelectronics and Communications Systems. 2007. — V. 55. — P. 578-581.

35. Тишер Ф. Техника измерений на сверхвысоких частотах / Под ред. В.Н. Сретенского. — М.: Физматлит, 1963. — 368 с.

36. Андронов Е.В. Многооктавные устройства СВЧ диапазона для разделения падающей и отраженной мощностей / Е.В. Андронов, Г.Г. Гошин, О.Ю. Морозов, А.В. Фатеев // Материалы 19-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, сентябрь 2009 г. — С. 471-472.

37. Bryant, G.H. Principles of Microwave Measurements. — Peter Peregrinus Ltd. 1993. — 431 p.

38. Collier, R.J., Skinner A.D. Microwave Measurements. 3-th ed.: The institution of engineering and technology. 2007. — 506 p.

39. Rytting, Doug. ARFTG 50 Year Network Analyzer History // IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Digest 2008. — P. 11-18.

40. Елизаров А.С. Автоматизация измерений параметров линейных невзаимных СВЧ четырехполюсников. — М.: Сов. радио, 1978. — 168 с.

41. Косичкина Т.П., Хасьянова Е.Р. Анализ влияния характеристик квадратурных преобразователей на работу радиоприемных устройств цифровых сигналов радиосвязи и телерадиовещания // Т-Comm — Телекоммуникации и Транспорт. 2013. — №9. — С. 100-103.

42. Никулин С.М., Торгованов А.И. Измерение S-параметров нелинейных СВЧ цепей методом пространственно-удаленной переменной нагрузки // Датчики и системы. 2014. — №11. — С. 27-33.

43. Кац Б.М., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Синтез многозондовых измерительных линий // Материалы 13-ой Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 8-12 сентября 2003 г. — С. 666-667.

44. Gimpilevich Yu.B., Shirokov I.B. Control of Microwave Aerospace Antenna Service Condition // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. 24th Canadian Symposium on Remote Sensing. Toronto, 2002. — V.1. — P. 3644 — 3645.

45. Gimpilevich Yu.B. The built-in measuring device of passing microwave power level // Proceedings of the 22nd IEEE International Conference «Microwave & Telecommunication Technology». Sevastopol, September 10-14, 2012. — V.2 — P. 819-820.

46. Gimpilevich Yu., Lukyanchuk A. The Spectrometric Algorithm of Parameters Determination of the Microwave Circuits // Proceedings of the IEEE International Conference «Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science». Lviv, February 21-24, 2012. — P. 136.

47. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы.: — М.: Сов. радио, 1986. — 512 С.

48. Патент 2683804 РФ, МПК G01R 27/28. Способ определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения микроволнового двух-

полюсника / Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет». — № 2018108378; заявл. 06.03.2018; опубл. 02.04.19, Бюл. № 10. — 18 с.

49. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Квадратурный метод измерения комплексных параметров СВЧ-двухполюсников // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2019. Т 22, № 1. — С. 29-38.

50. Силаев М.А., Брянцев С.Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств.— М.: Сов. радио, 1970. — 248 с.

51. Ричард Л. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. — М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. — 656 с.

52. Рабинович С.Г. Погрешности измерений. — М.: Энергия, 1978. — 255 с.

53. Патент 189436 Российская Федерация, МПК G01R 26/06. Устройство для измерения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения микроволнового двухполюсника / Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет». № 2018128676; заявл. 03.08.2018; опубл. 22.05.19, Бюл. № 15. — 18 с.

54. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Математическая модель квадратурного метода измерения коэффициента отражения на основе демодулятора с симметричными входами // Труды 27-ой Международной конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 10 — 16 сентября, 2017 г. — С. 1281-1287.

55. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е., Таран С.Н. Оценка систематической погрешности квадратурного метода измерения амплитудного и фазового распределений поля в СВЧ тракте // Материалы 12-ой Международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций». Севастополь, 14 — 18 ноября 2016 г. — С. 116.

56. Абубакиров Б.А., Гудков К.П., Нечаев Э.В. Измерение параметров

радиотехнических цепей. — М.: Радио и связь, 1984, — 276 с.

57. Demodulator ADL5382 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5382.pdf>

58. Gimpilevich Yu. B., Zebek S.E. Estimation of the microwave load parameters' measurement error, caused by imperfection of the probe, used for study of the electromagnetic wave's phase distribution in the transmission line // ITM Web of Conferences. 2019. — Vol. 30. 11005. Режим доступа: [https://www.itmconferences.org/articles/itmconf/pdf/2019/07/itmconf\\_crimico2019\\_11005.pdf](https://www.itmconferences.org/articles/itmconf/pdf/2019/07/itmconf_crimico2019_11005.pdf).

59. Gimpilevich Yu.B., Zebek S.E. The mathematical model of a complex reflection coefficient measuring instrument based on a method of direct frequency conversion. // Proceedings of the 24-th IEEE International Conference «Microwave & Telecommunication Technology». — Sevastopol, September 7-13, 2014. — Vol. 2. — P. 882—883.

60. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Микроволновый измерительный преобразователь на основе метода прямого преобразования частоты // 8-я Международная конференция «Проблемы телекоммуникаций, ПТ-14». Киев, 22 — 25 апреля, 2014 г. — С. 292.

61. Николаенко А.Ю., Львов А.А., Львов П.А., Мельникова Н.И. Анализ современных автоматических методов измерения на СВЧ // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». — Пенза, 2017. — Т. 2. — С. 132-136.

62. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Автоматический измеритель комплексного коэффициента отражения на основе квадратурного метода // Материалы 14-ой Международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций», Севастополь. 2018. — С 165.

63. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Автоматизация процедуры определения комплексных параметров микроволновых устройств на основе квадратурного способа измерения // Журнал радиоэлектроники. 2019. — №8. — Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug19/index.html>.

64. Гимпилевич Ю.Б., Бандышев Р.С. Двенадцатиполосный анализатор микроволновых цепей на основе дискретного преобразования Фурье ответвляемых сигналов и метод его калибровки // Известия вузов.: Радиоэлектроника. — 2003. — Т. 46. — №.2. — С.43-50.

65. Гимпилевич Ю.Б. Спектрометрический метод измерения комплексных параметров микроволновых узлов // Известия вузов: Радиоэлектроника. 2002, — Т. 45. — №10. — С. 42-50.

66. Зебек С.Е. Спектрометрический алгоритм обработки информации в СВЧ измерителях прямого преобразования частоты // Материалы 11-ой Международной молодежной конференции «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций». Севастополь, 16 — 20 ноября 2015 г. — С. 131.

67. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Спектрометрический метод измерения комплексного коэффициента отражения микроволновых узлов // Вестник СевНТУ Серия: Информатика, электроника, связь. Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2014. — Вып. 149. — С. 44-48.

68. Зебек С.Е. Применение дискретного преобразования Фурье в задаче измерения комплексного коэффициента отражения // Материалы 8-ой Международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций». Севастополь, 23 — 27 апреля 2012 г. — С. 296.

69. Зебек С.Е., Гимпилевич Ю.Б. Цифровой алгоритм определения комплексного коэффициента отражения и уровня мощности в микроволновом тракте // Материалы 6-ой Международной конференции «Проблемы телекоммуникаций». Киев, 24 — 27 апреля 2012 г. — С. 188.

70. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Высшая школа, 2016. — 528 С.

71. Зебек С.Е. Узкополосная коррекция мультипликативной погрешности цифрового алгоритма определения комплексного коэффициента отраже-



ния // Материалы 9-ой Международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций». Севастополь, 22 — 26 апреля 2013 г.— С. 274.

72. Зебек С.Е. Повышение стабильности приборов встроенного контроля параметров микроволновых трактов // Материалы XVI Международного молодёжного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Харьков, 17 — 19 апреля 2012 г. — С. 73.

73. Бакалов В.П., Дмитриков В.Ф., Крук Б.И. Основы теории цепей: Учебник для вузов по направлению подготовки «Телекоммуникации»; под ред. В.П. Бакалова. — М.: Горячая линия-телеком, 2007. — 596 с.

74. Гадзиковский В.И. Методы проектирования цифровых фильтров. М.: Горячая линия-Телеком, 2012. — 416 с.

75. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. Спб.: БХВ-Петербург, 2011.— 768 С.

76. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Синтез цифровых резонаторов для задачи измерения комплексного коэффициента отражения и моделирование переходного процесса в них // Материалы 7-ой Международной конференция «Проблемы телекоммуникаций». Киев, 16 — 19 апреля 2013 г. — С. 197 — 199.

77. Зебек С.Е. Синтез цифрового фильтра для реализации спектрметрического алгоритма определения комплексного коэффициента отражения // Материалы XVII международного молодёжного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Харьков, 22— 24 апреля 2013 г. — С. 56.

78. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Автоматизация квадратурного метода измерения комплексных параметров микроволновых узлов // Материалы 28-ой Международной конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 9 — 15 сентября, 2018 г. — С. 1286-1292.

79. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Квадратурный СВЧ демодулятор с инвариантными входами // Материалы 13-ой Международной молодежной

конференции «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций». Севастополь, 23 — 27 октября 2017 г. — С. 177.

80. Гимпилевич Ю.Б. Сигналы и процессы в радиотехнике, ч. 1: Учебное пособие. Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2003. — 272 С.

81. Directional Coupler СК-69F [Электронный ресурс]. Режим доступа: [https://www.municom.de/gfx/lager/СК60\\_0113\\_RA.pdf](https://www.municom.de/gfx/lager/СК60_0113_RA.pdf). — 12.08.2018.

82. Adl5391 Data Sheet [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-heets/adl5391.pdf>

83. Воскресенский Д.И., Максимов В.М., Пономарев Л.И., Гостюхин В.Л. Устройства СВЧ и антенны / под ред. Воскресенского Д.И. М.: Радиотехника, 2016. — 560 С.

84. Гимпилевич Ю.Б., Зебек С.Е. Моделирование погрешности квадратурного измерителя параметров СВЧ трактов радиоэлектронных систем // Системы контроля окружающей среды. 2020. № 39 — С. 117-124.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

### Моделирование методической погрешности квадратурного способа измерения при фазовом анализе

#### 1. Исходные данные

1.1. Разбаланс амплитуд  $\delta d$  и разбаланс фаз  $\Delta d$  квадратурного демодулятора

$$\delta d := 0.006 \qquad \Delta d := 0.2 \cdot \frac{\pi}{180}$$

1.2. Модуль ККО нагрузки  $g$ :

$$g := 0.3$$

#### 2. Расчет квадратурных $I$ и $Q$ составляющих

2.1. Квадратурные составляющие  $I(x)$  и  $Q(x)$  на выходах идеального демодулятора

$$I(x) := \sqrt{1 + g^2 + 2 \cdot g \cdot \cos(x)} \cos\left(\operatorname{atan}\left(\frac{g \cdot \sin(x)}{1 + g \cdot \cos(x)}\right)\right)$$

$$Q(x) := \sqrt{1 + g^2 + 2 \cdot g \cdot \cos(x)} \sin\left(\operatorname{atan}\left(\frac{g \cdot \sin(x)}{1 + g \cdot \cos(x)}\right)\right)$$

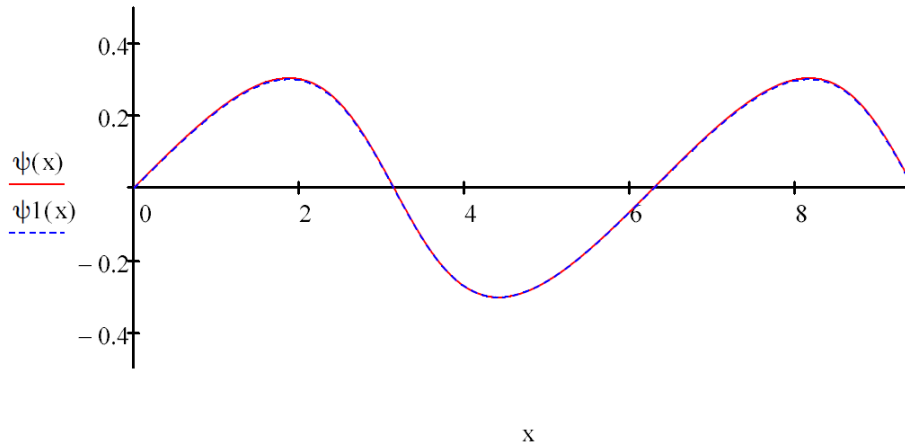
2.2. Квадратурные составляющие  $I1(x)$  и  $Q1(x)$  на выходах неидеального демодулятора

$$I1(x) := \left(1 + \frac{\delta d}{2}\right) \sqrt{1 + g^2 + 2 \cdot g \cdot \cos(x)} \cos\left(\operatorname{atan}\left(\frac{g \cdot \sin(x)}{1 + g \cdot \cos(x)}\right) + \frac{\Delta d}{2}\right)$$

$$Q1(x) := \left(1 - \frac{\delta d}{2}\right) \cdot \sqrt{1 + g^2 + 2 \cdot g \cdot \cos(x)} \sin\left(\operatorname{atan}\left(\frac{g \cdot \sin(x)}{1 + g \cdot \cos(x)}\right) - \frac{\Delta d}{2}\right)$$

#### 3. Расчет фазовых распределений для идеального $\psi(x)$ и неидеального $\psi1(x)$ демодуляторов

$$\psi(x) := \operatorname{atan}\left(\frac{Q(x)}{I(x)}\right) \qquad \psi1(x) := \operatorname{atan}\left(\frac{Q1(x)}{I1(x)}\right)$$



#### 4. Расчет методической относительной погрешности измерения модуля ККО $\delta_{gf}$ при фазовом анализе

4.1. Положение максимума фазового распределения для неидеального демодулятора

$$\begin{aligned} \text{Given} \quad & x := 2 \\ & x \geq 0.5 \\ P1 := \text{Maximize}(\psi1, x) \quad & P1 = 1.87549 \end{aligned}$$

4.2. Измеренное значение модуля ККО по максимуму

$$gf\_изм1 := \sin(|\psi1(P1)|) \quad gf\_изм1 = 0.297$$

4.3. Положение минимума фазового распределения для неидеального демодулятора

$$\begin{aligned} \text{Given} \quad & \underline{x} := 4 \\ & x \geq 0.5 \\ P2 := \text{Minimize}(\psi1, x) \quad & P2 = 4.4077 \end{aligned}$$

4.4. Измеренное значение модуля ККО по минимуму

$$gf\_изм2 := \sin(|\psi1(P2)|) \quad gf\_изм2 = 0.29972$$

4.5. Среднее измеренное значение модуля ККО при фазовом анализе

$$gf\_изм := \frac{gf\_изм1 + gf\_изм2}{2} \quad gf\_изм = 0.29836$$

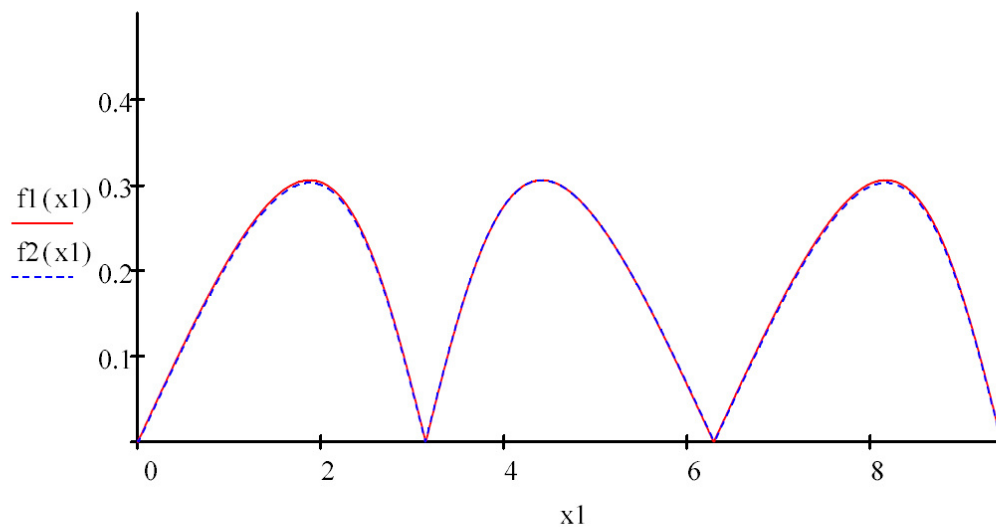
4. 6. Относительная погрешность измерения модуля ККО  $\delta_{gf}$  при фазовом анализе

$$\delta_{gf} := \left( 1 - \frac{gf_{\text{изм}}}{g} \right) \cdot 100 \qquad \delta_{gf} = 0.54536$$

## 5. Расчет методической абсолютной погрешности измерения аргумента ККО $\Delta\varphi_f$ при фазовом анализе

5.1. Модуль фазового распределения

$$f1(x1) := |\psi(x1)| \qquad f2(x1) := |\psi1(x1)|$$



5.2. Положение первых нулей фазовых распределений для идеального и неидеального демодуляторов

$$x1 := 3$$

Given

$$x1 > 0.5$$

$$P3 := \text{Minimize}(f1, x1)$$

$$P3 = 3.14159$$

Given

$$x1 := 3$$

$$x1 > 0.5$$

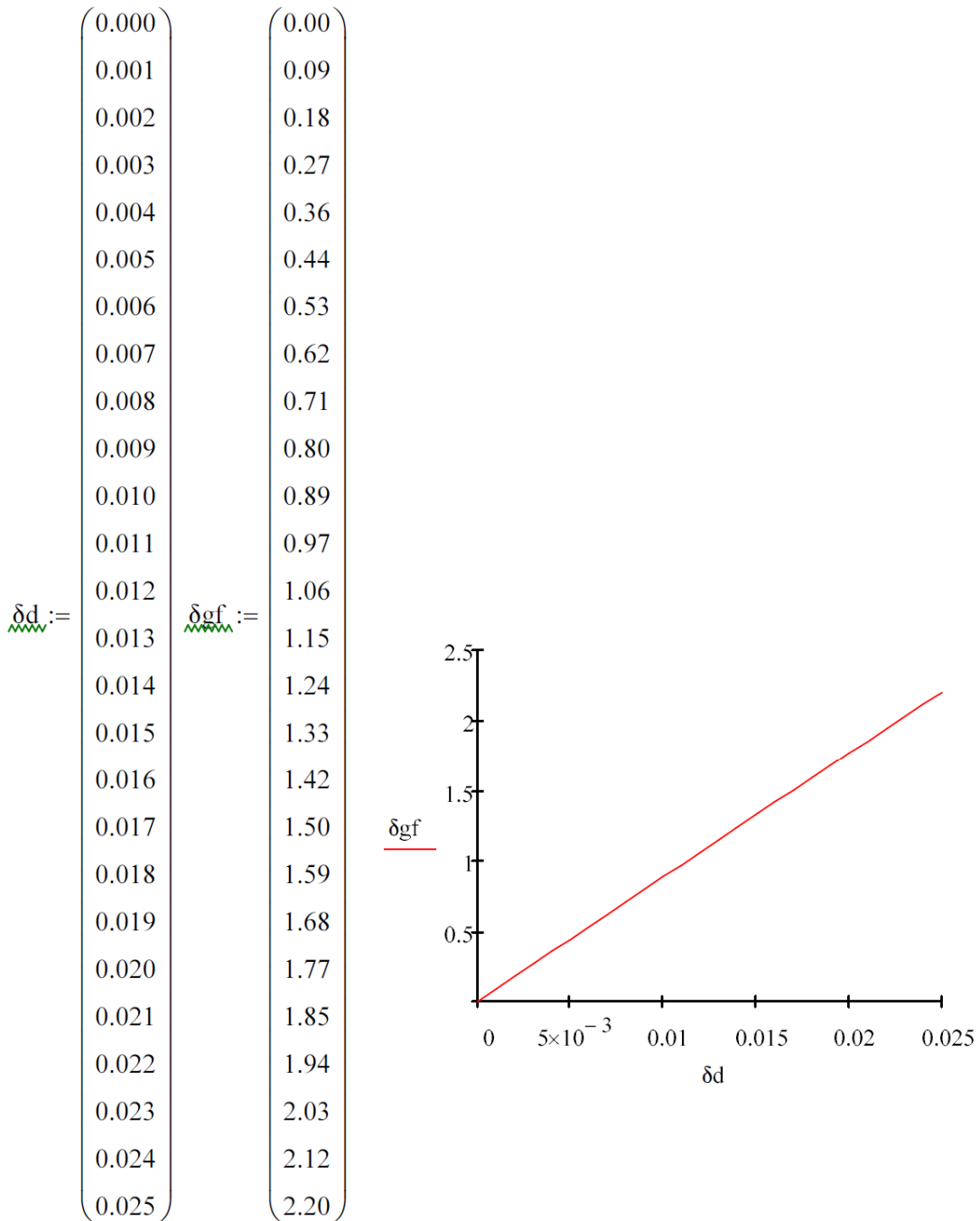
$$P4 := \text{Minimize}(f2, x1)$$

$$P4 = 3.13752$$

5.3. Абсолютная погрешность измерения аргумента ККО  $\Delta\varphi_f$  при фазовом анализе

$$\Delta\varphi_f := \frac{180}{\pi}(P3 - P4) \quad \Delta\varphi_f = 0.23334$$

**6. Зависимость методической относительной погрешности измерения модуля ККО  $\delta_{gf}$  от разбаланса амплитуд  $\delta_d$  при фазовом анализе**



## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

### Моделирование методической погрешности квадратурного способа измерения при амплитудном анализе

#### 1. Исходных данные

1.1. Разбаланс амплитуд  $\delta d$  и разбаланс фаз  $\Delta d$  квадратурного демодулятора

$$\delta d := 0.006 \qquad \Delta d := 0.2 \cdot \frac{\pi}{180}$$

1.2. Модуль ККО нагрузки  $g$ :

$$g := 0.333$$

#### 2. Расчет квадратурных $I$ и $Q$ составляющих

2.1. Квадратурные составляющие  $I(x)$  и  $Q(x)$  на выходах идеального демодулятора

$$I(x) := \sqrt{1 + g^2 + 2 \cdot g \cdot \cos(x)} \cos\left(\operatorname{atan}\left(\frac{g \cdot \sin(x)}{1 + g \cdot \cos(x)}\right)\right)$$

$$Q(x) := \sqrt{1 + g^2 + 2 \cdot g \cdot \cos(x)} \sin\left(\operatorname{atan}\left(\frac{g \cdot \sin(x)}{1 + g \cdot \cos(x)}\right)\right)$$

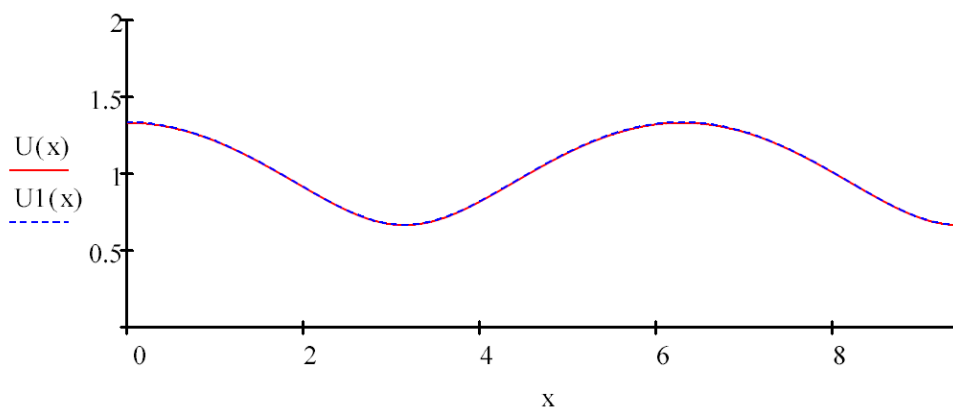
2.2. Квадратурные составляющие  $I1(x)$  и  $Q1(x)$  на выходах неидеального демодулятора

$$I1(x) := \left(1 + \frac{\delta d}{2}\right) \sqrt{1 + g^2 + 2 \cdot g \cdot \cos(x)} \cos\left(\operatorname{atan}\left(\frac{g \cdot \sin(x)}{1 + g \cdot \cos(x)}\right) + \frac{\Delta d}{2}\right)$$

$$Q1(x) := \left(1 - \frac{\delta d}{2}\right) \cdot \sqrt{1 + g^2 + 2 \cdot g \cdot \cos(x)} \sin\left(\operatorname{atan}\left(\frac{g \cdot \sin(x)}{1 + g \cdot \cos(x)}\right) - \frac{\Delta d}{2}\right)$$

#### 3. Расчет амплитудных распределений для идеального $U(x)$ и неидеального $U1(x)$ демодуляторов

$$U(x) := \sqrt{I(x)^2 + (Q(x))^2} \qquad U1(x) := \sqrt{I1(x)^2 + Q1(x)^2}$$



#### 4. Расчет методической относительной погрешности измерения модуля ККО $\delta_{ga}$ при амплитудном анализе

4.1. Положение максимума амплитудного распределения для неидеального демодулятора

$$\begin{aligned} & x := 6 \\ \text{Given} & \\ & x > 0.5 \\ P5 := \text{Maximize}(U1, x) & \quad P5 = 6.2786 \end{aligned}$$

4.2. Положение минимума амплитудного распределения для неидеального демодулятора

$$\begin{aligned} & x := 3 \\ \text{Given} & \\ & x > 0.5 \\ P6 := \text{Minimize}(U1, x) & \quad P6 = 3.1393 \end{aligned}$$

4.3. Измеренное значение модуля ККО при амплитудном анализе

$$ga_{\text{изм}} := \frac{U1(P5) - U1(P6)}{U1(P5) + U1(P6)} \quad ga_{\text{изм}} = 0.333$$

4.4. Относительная погрешность измерения модуля ККО  $\delta_{ga}$  при амплитудном анализе

$$\delta_{ga} := \left| 1 - \frac{ga_{\text{изм}}}{g} \right| \cdot 100 \quad \delta_{ga} = 5.3524 \times 10^{-4}$$

#### 5. Расчет методической абсолютной погрешности измерения аргумента ККО $\Delta\varphi_a$ при амплитудном анализе

5.1. Положение минимума амплитудного распределения для идеального демодулятора

$$\begin{aligned} & x := 3 \\ \text{Given} & \\ & x > 0.5 \\ P7 := \text{Minimize}(U, x) & \quad P7 = 3.1416 \\ & \quad U(P7) = 0.667 \end{aligned}$$

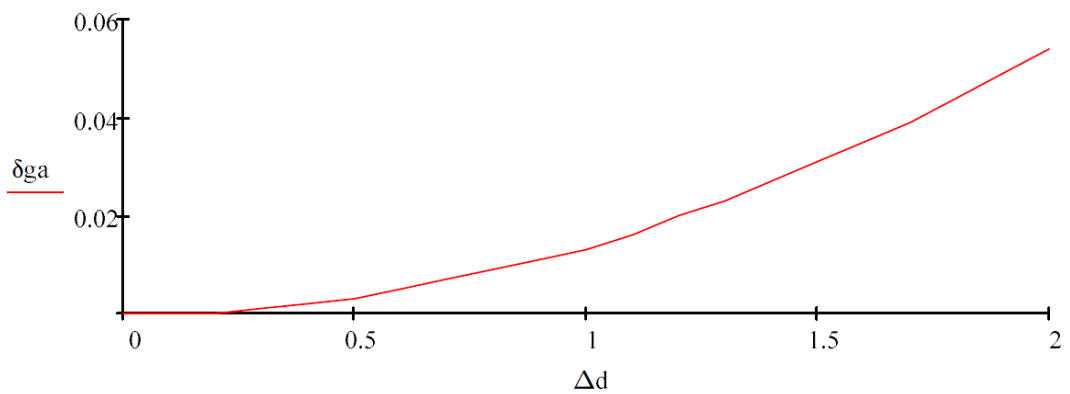
5.2. Абсолютная погрешность измерения аргумента ККО  $\Delta\varphi_a$  при амплитудном анализе

$$\Delta\varphi_a := \frac{180}{\pi}(P7 - P6) \quad \Delta\varphi_a = 0.1331$$



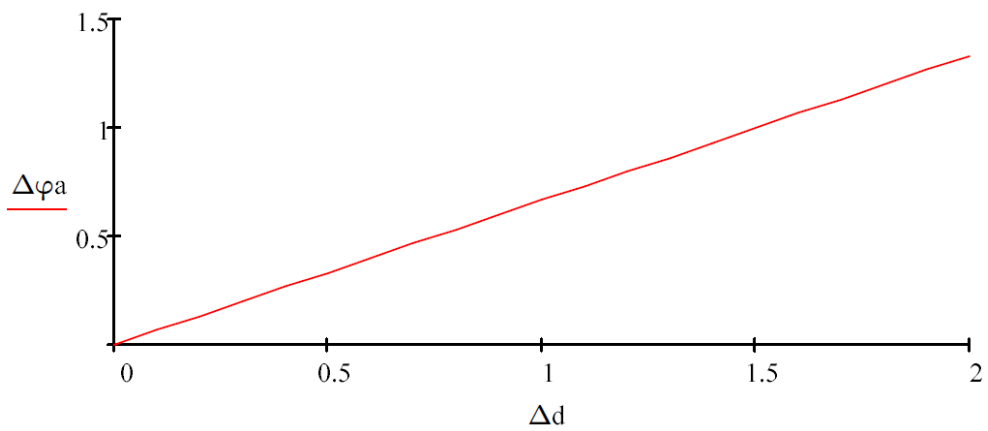
**6. Зависимость методической относительной погрешности измерения модуля ККО  $\delta_{ga}$  от разбаланса фаз  $\Delta d$  при амплитудном анализе**

$\Delta d :=$	0.0	$\delta_{ga} :=$	0.000
	0.1		0.000
	0.2		0.000
	0.3		0.001
	0.4		0.002
	0.5		0.003
	0.6		0.005
	0.7		0.007
	0.8		0.009
	0.9		0.011
	1.0		0.013
	1.1		0.016
	1.2		0.020
	1.3		0.023
	1.4		0.027
	1.5		0.031
	1.6		0.035
	1.7		0.039
	1.8		0.044
	1.9		0.049
	2.0		0.054

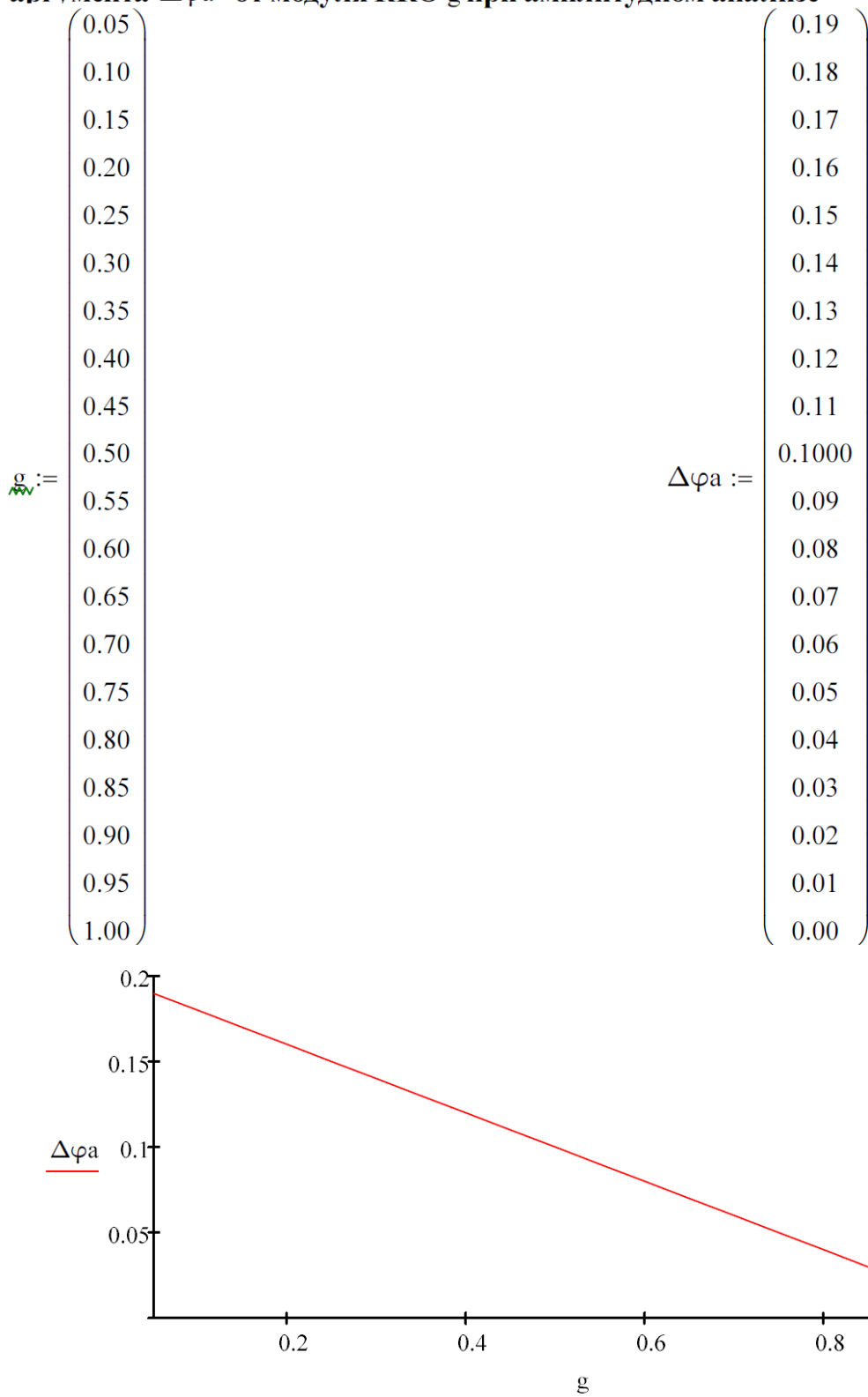


**7. Зависимость методической абсолютной погрешности измерения аргумента ККО  $\Delta\varphi_a$  от разбаланса фаз  $\Delta d$  при амплитудном анализе**

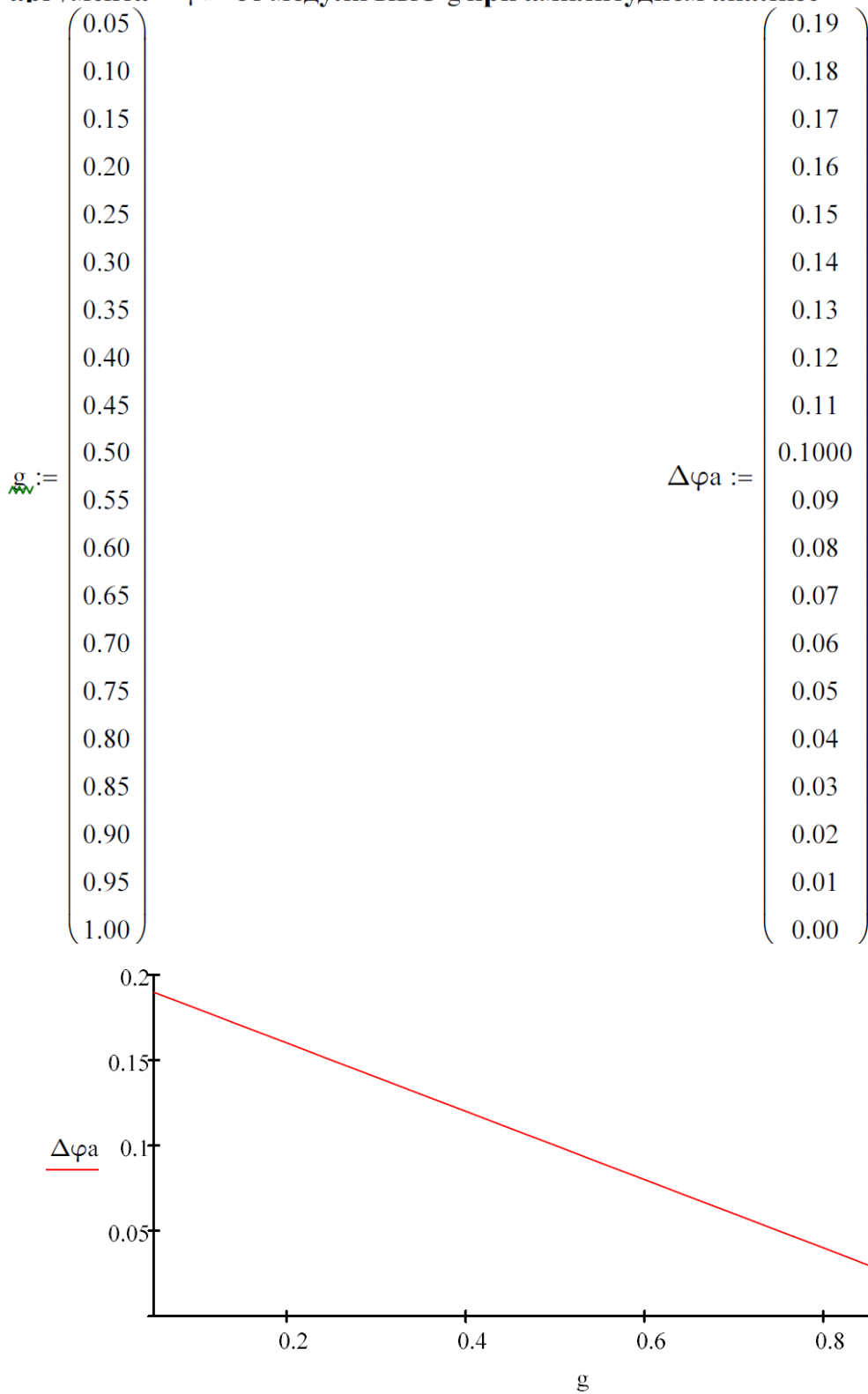
$\Delta d :=$	0.0	$\Delta\varphi_a :=$	0.00
	0.1		0.07
	0.2		0.13
	0.3		0.20
	0.4		0.27
	0.5		0.33
	0.6		0.40
	0.7		0.47
	0.8		0.53
	0.9		0.60
	1.0		0.67
	1.1		0.73
	1.2		0.80
	1.3		0.86
	1.4		0.93
	1.5		1.00
	1.6		1.07
	1.7		1.13
	1.8		1.20
	1.9		1.27
	2.0		1.33



**8. Зависимость методической абсолютной погрешности измерения аргумента  $\Delta\varphi_a$  от модуля ККО  $g$  при амплитудном анализе**



**8. Зависимость методической абсолютной погрешности измерения аргумента  $\Delta\varphi_a$  от модуля ККО  $g$  при амплитудном анализе**



## ПРИЛОЖЕНИЕ В

### Расчет погрешности, вызываемой неидеальностью зонда, при анализе фазового распределения

$$j := \sqrt{-1}$$

x - это  $l/\lambda$

Индекс d в аргументе соответствует значению аргумента в градусах

$$|S_{31}| = 0,018, \varphi_{31} = 86,58^\circ; |S_{21}| = 0,99985, \varphi_{21} = 179,75^\circ; |S_{11}| = 0,00113, \varphi_{11} = -97,18^\circ.$$

#### 1. Исходные данные

##### 1.1. Нагрузка

$$g := 0.95 \quad \phi d := 0 \quad \phi := \frac{\pi \cdot \phi d}{180} \quad \phi = 0$$

$$G := g \cdot e^{j \cdot \phi}$$

##### 1.2. Зонд

$$s_{11} := 0.03 \quad \phi_{11d} := -99.31 \quad s_{31} := 0.03$$

$$s_{21} := 0.996 \quad \phi_{21d} := -1.91$$

$$\phi_{11} := \frac{\pi \cdot \phi_{11d}}{180} \quad \phi_{21} := \frac{\pi \cdot \phi_{21d}}{180}$$

$$\phi_{11} = -1.733 \quad \phi_{21} = -0.033$$

$$K_{11} := \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}} \quad K_{11} = 1.062$$

$$s_{21} := \sqrt{1 - s_{11}^2 - s_{31}^2} = 0.9991$$

#### 2. Фазовое распределение для неидеального зонда

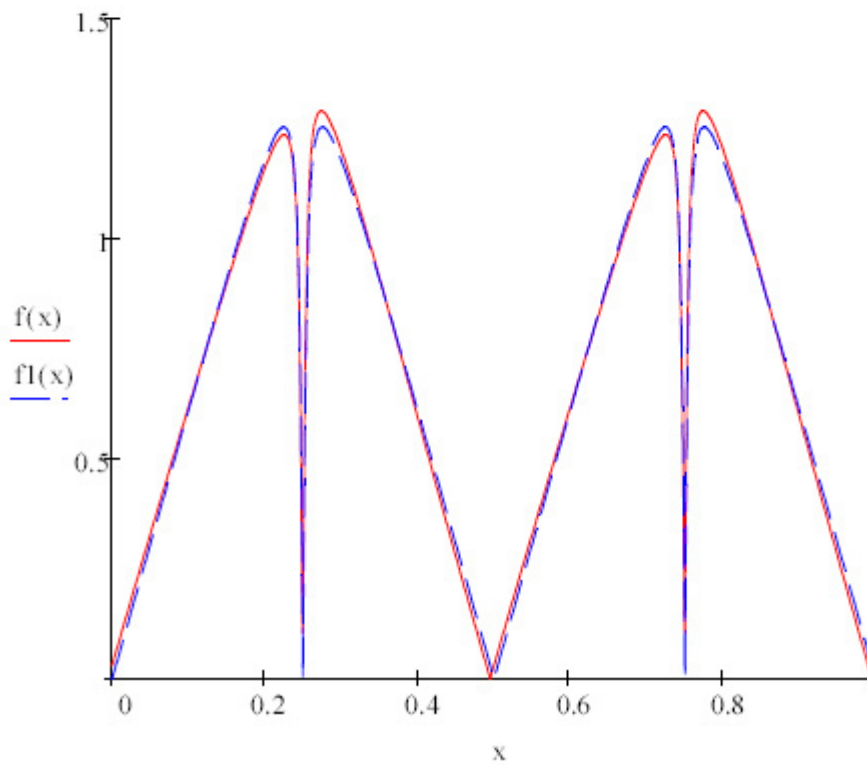
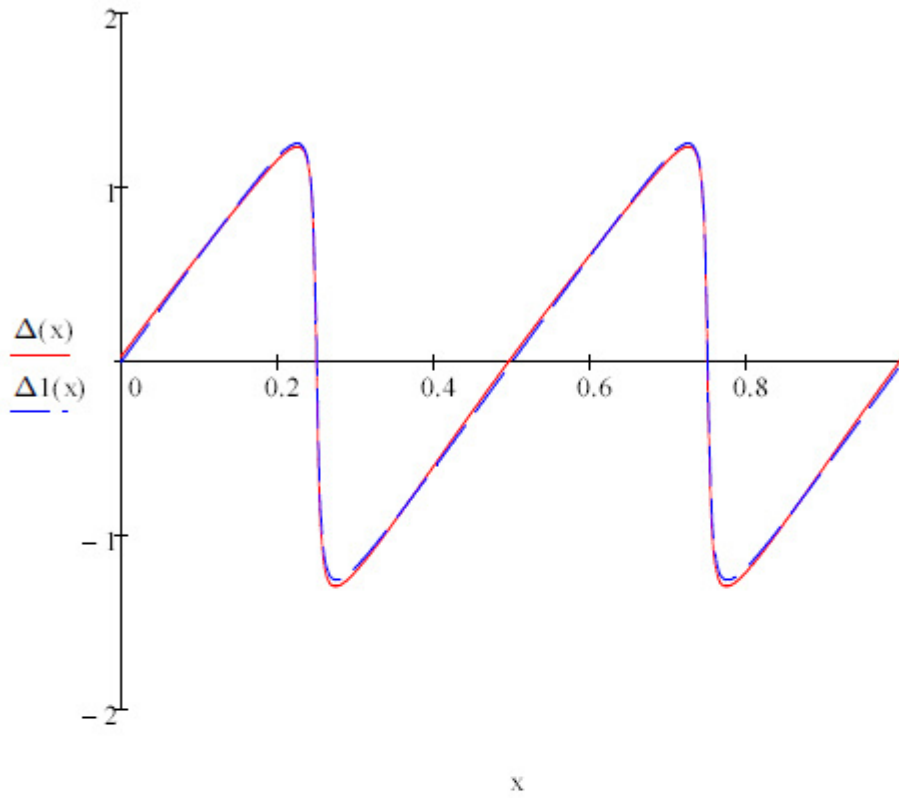
$$\Delta(x) := -\arg \left[ \frac{1 + (s_{21} \cdot e^{j \cdot \phi_{21}} - s_{11} \cdot e^{j \cdot \phi_{11}}) \cdot G \cdot e^{-j \cdot 4 \cdot \pi \cdot x}}{1 - s_{11} \cdot e^{j \cdot \phi_{11}} \cdot G \cdot e^{-j \cdot 4 \cdot \pi \cdot x}} \right]$$

$$f(x) := |\Delta(x)|$$

### 3. Фазовое распределение для идеального зонда

$$\Delta l(x) := -\arg(1 + G \cdot e^{-j \cdot 4 \cdot \pi \cdot x})$$

$$f_l(x) := |\Delta l(x)|$$



## 4. Расчет погрешности измерения модуля

### 4.1. Через максимумы фазового распределения

$$x := 0.15$$

Given

$$x \geq 0.05$$

$$P1 := \text{Maximize}(\Delta, x) \quad P1 = 0.225 \quad \Delta(P1) = 1.235705$$

$$g1 := \sin(\Delta(P1)) \quad g1 = 0.94438$$

$$\delta g1 := \left(1 - \frac{g1}{g}\right) \cdot 100 \quad \delta g1 = 0.591552$$

### 4.2. Через минимумы фазового распределения

$$x := 0.3$$

Given

$$x \geq 0.05$$

$$P2 := \text{Minimize}(\Delta, x) \quad P2 = 0.274 \quad \Delta(P2) = -1.289574$$

$$g2 := \sin(|\Delta(P2)|) \quad g2 = 0.960717$$

$$\delta g2 := \left(1 - \frac{g2}{g}\right) \cdot 100 \quad \delta g2 = -1.128098$$

### 4.3. Через усредненные значения экстремумов фазового распределения

$$g3 := \sin\left(\frac{\Delta(P1) + |\Delta(P2)|}{2}\right) \quad g3 = 0.952894$$

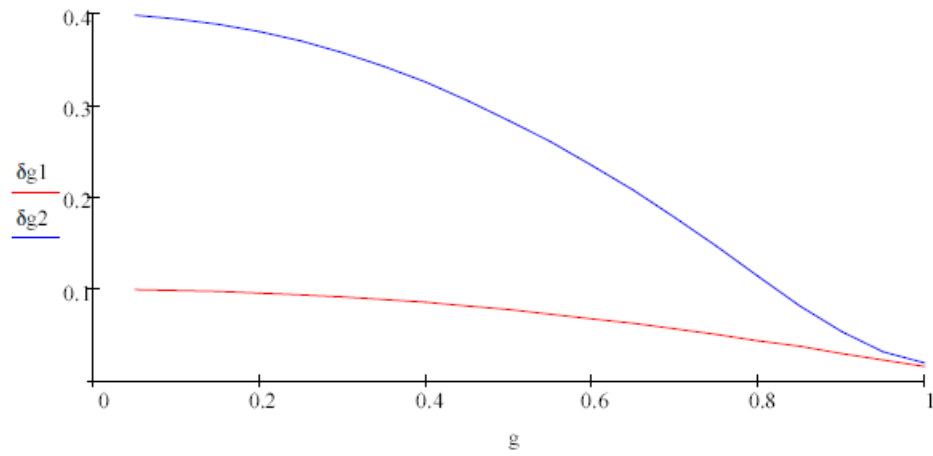
$$\delta g3 := \left(1 - \frac{g3}{g}\right) \cdot 100 \quad \delta g3 = -0.30465$$

## 6. Построение графиков зависимостей погрешностей измерения модуля и аргумента ККО

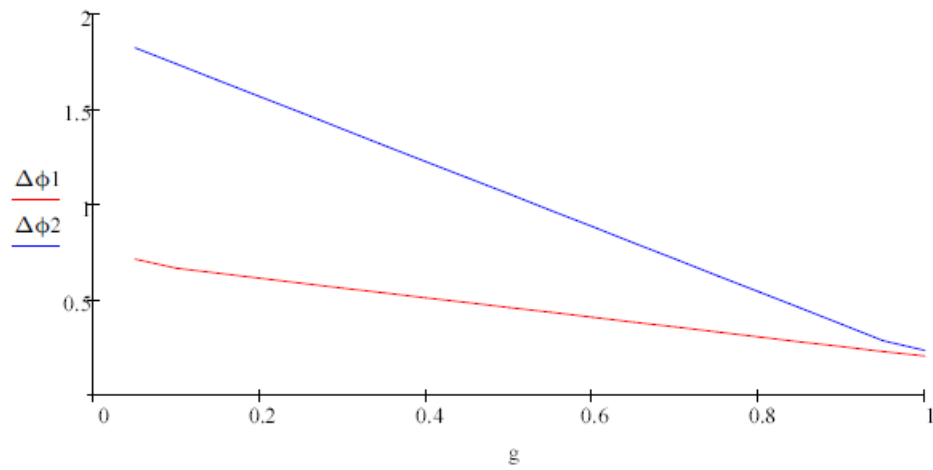
$\frac{g}{\omega} :=$	$\delta g_1 :=$	$\Delta\phi_1 :=$	$\frac{\delta g_2}{\omega} :=$	$\Delta\phi_2 :=$
0.05	0.1	0.717	0.399	1.825
0.1	0.099	0.669	0.395	1.740
0.15	0.098	0.643	0.389	1.654
0.2	0.096	0.617	0.381	1.569
0.25	0.094	0.591	0.371	1.484
0.3	0.092	0.565	0.358	1.399
0.35	0.089	0.540	0.343	1.313
0.4	0.086	0.514	0.326	1.228
0.45	0.082	0.489	0.306	1.143
0.5	0.078	0.463	0.284	1.058
0.55	0.073	0.438	0.261	0.972
0.6	0.068	0.412	0.235	0.887
0.65	0.063	0.386	0.208	0.802
0.7	0.057	0.361	0.178	0.717
0.75	0.051	0.335	0.147	0.631
0.8	0.044	0.309	0.114	0.546
0.85	0.038	0.283	0.082	0.461
0.9	0.030	0.258	0.054	0.376
0.95	0.023	0.232	0.032	0.290
1	0.016	0.21	0.02	0.239



5.1 Построение графиков зависимостей относительной погрешности измерения модуля ККО



5.2 Построение графиков зависимостей абсолютной погрешности измерения аргумента ККО



## 5. Расчет погрешности измерения аргумента

### 5.1. По положению первого нуля

$$\text{Given } \overset{x}{\Delta\phi} := 0.25$$

$$x > 0.05$$

$$P3 := \text{Minimize}(f, x) \quad P3 = 0.2496$$

$$\overset{x}{\Delta\phi} := 0.25$$

Given

$$x > 0.05$$

$$P4 := \text{Minimize}(f1, x) \quad P4 = 0.25$$

$$\Delta\phi_{1d} := 4 \cdot 180(P4 - P3) \quad \Delta\phi_{1d} = 0.29046$$

### 5.2. По положению второго нуля

$$\overset{x}{\Delta\phi} := 0.5$$

Given

$$x > 0.05$$

$$P5 := \text{Minimize}(f, x) \quad P5 = 0.4951$$

$$\overset{x}{\Delta\phi} := 0.5$$

Given

$$x > 0.05$$

$$P6 := \text{Minimize}(f1, x) \quad P6 = 0.5$$

$$\Delta\phi_{2d} := 4 \cdot 180(P6 - P5) \quad \Delta\phi_{2d} = 3.53$$

### 5.3. По усредненному значению положения нуля

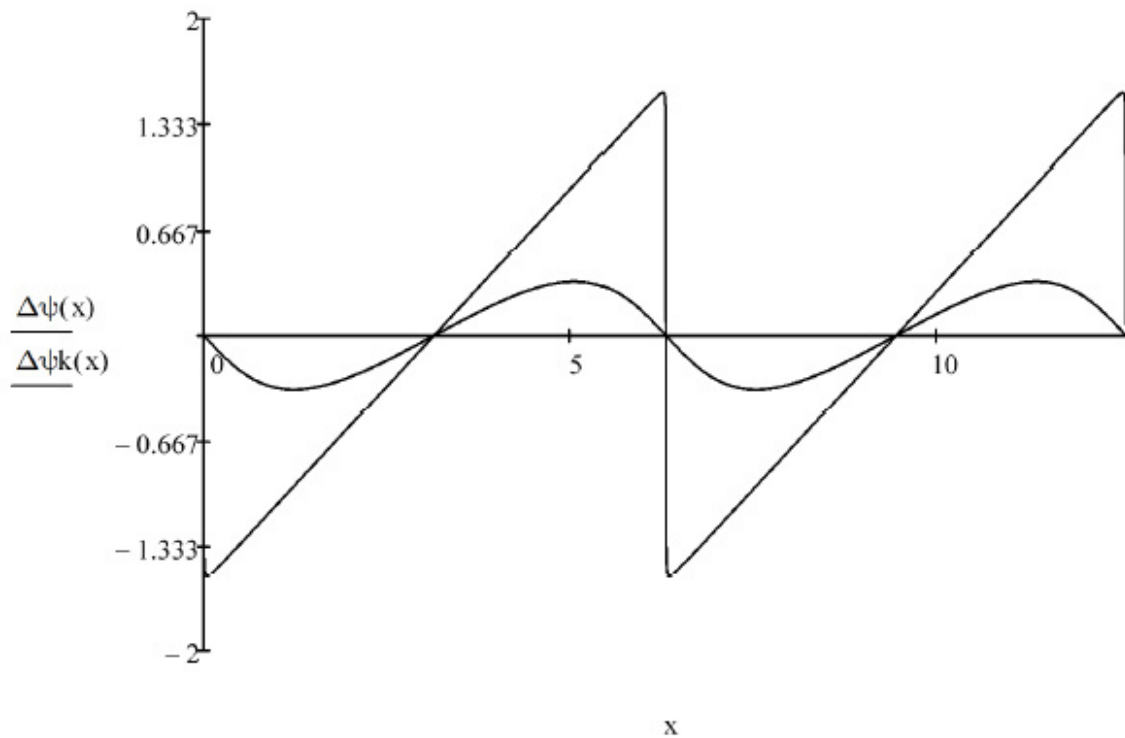
$$\Delta\phi_{3d} := 4 \cdot 180 \cdot \frac{(P4 - P3) + (P6 - P5)}{2} \quad \Delta\phi_{3d} = 1.91$$

**Блок 7 - Расчет абсолютной погрешности измерения начальной фазы  $\Delta\Psi$** 

Исходные значения  $\Gamma\psi := 0.333$   $\varphi := \pi = 3.142$   $x := 0, 0.0001 .. 4\pi$

$$\Delta\psi(x) := \operatorname{atan}\left(\frac{\Gamma\psi \cdot \sin(x - \varphi)}{1 + \Gamma\psi \cdot \cos(x - \varphi)}\right) \quad \Delta\psi_k(x) := \operatorname{atan}\left(\frac{0.999 \cdot \sin(x + \pi)}{1 + 0.999 \cdot \cos(x + \pi)}\right)$$

Построение графиков зависимостей фазового распределения измеряемой нагрузки  $\Delta\psi(x)$  и короткозамыкателя  $\Delta\psi_k(x)$



Определим нули фазового распределения

$$x1 := 0, 0.0001 .. 2\pi \quad x2 := 0, 0.0001 .. 2\pi$$

$$x1 := \pi \quad x2 := \pi$$

Given

$$\operatorname{atan}\left(\frac{\Gamma\psi \cdot \sin(x1 - \varphi)}{1 + \Gamma\psi \cdot \cos(x1 - \varphi)}\right) = \operatorname{atan}\left(\frac{0.999 \cdot \sin(x2 - \pi)}{1 + 0.999 \cdot \cos(x2 - \pi)}\right) = 0$$

$$\begin{pmatrix} 10 \\ \text{lkz} \end{pmatrix} := (\text{Find}(x1, x2)) \quad 10 = 3.142 \text{ lkz} = 3.142$$

$$\varphi := (10 - lkz) \cdot \frac{180}{\pi} = 0$$

$$x1 := \pi \quad x2 := \pi$$

Given

$$\operatorname{atan}\left(\frac{\Gamma\psi \cdot \sin(x1 - \varphi)}{1 + \Gamma\psi \cdot \cos(x1 - \varphi)}\right) + \Delta\Psi = 0 \quad \operatorname{atan}\left(\frac{0.999 \cdot \sin(x2 - \pi)}{1 + 0.999 \cdot \cos(x2 - \pi)}\right) + \Delta\Psi = 0$$

$$\begin{pmatrix} 10\text{pogr1} \\ lkz\_pogr1 \end{pmatrix} := (\text{Find}(x1, x2)) \quad 10\text{pogr1} = 3.152$$

Расчет абсолютной погрешности измерения аргумента ККО в градусах

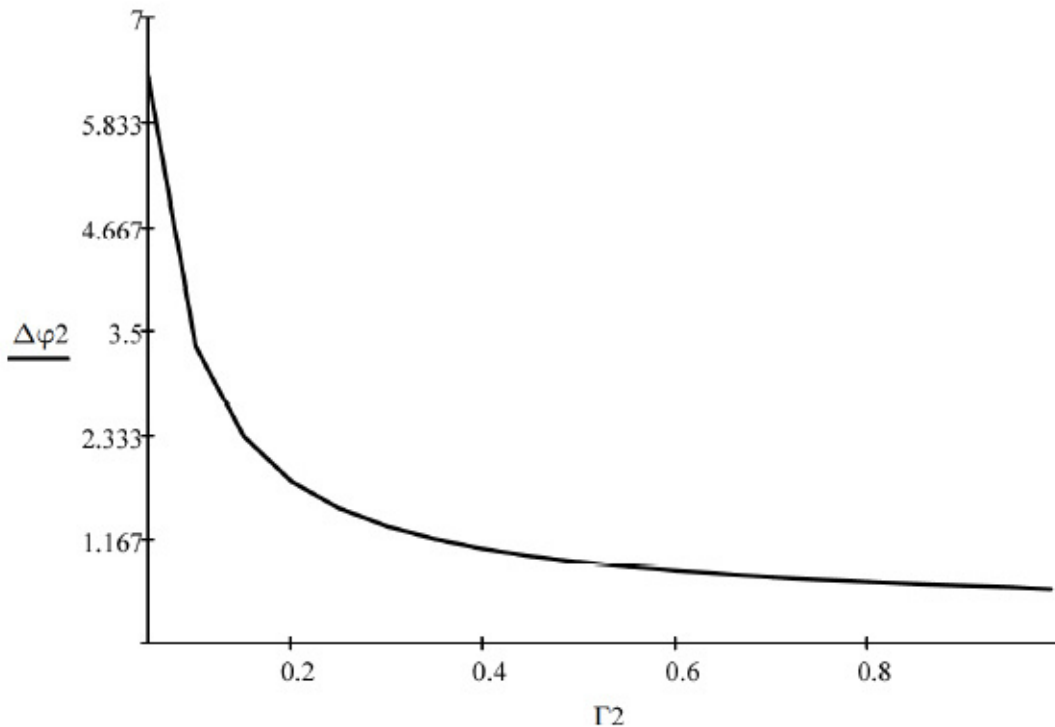
$$\varphi_{izm} := (10\text{pogr1} - lkz\_pogr1) \cdot \frac{180}{\pi} = 1.208 \quad lkz\_pogr1 = 3.131$$

$$\varphi_{izm} := \varphi_{izm} - \varphi = 1.208$$

$$\Gamma2 := (0.05 \ 0.1 \ 0.15 \ 0.2 \ 0.25 \ 0.3 \ 0.35 \ 0.4 \ 0.45 \ 0.5 \ 0.55 \ 0.6 \ 0.65 \ 0.7 \ 0.75 \ 0.8)$$

$$\Delta\varphi2 := (6.349 \ 3.331 \ 2.314 \ 1.811 \ 1.509 \ 1.308 \ 1.164 \ 1.057 \ 0.973 \ 0.906 \ 0.851 \ 0.805)$$

Построение графика зависимости абсолютной погрешности измерения аргумента ККО, вызываемые неидеальностью квадратурного демодулятора от величины модуля ККО нагрузки



**Блок 8 - Расчет абсолютной  $\Delta\Gamma$  и относительной  $\delta\Gamma$  погрешностей измерения модуля ККО при амплитудном распределении**

Задание экстремальных значений амплитудного распределения при изменении модуля ККО  $\Gamma$

$$E := 1$$

$$U_{\min}(\Gamma) := E^2 \cdot (1 - \Gamma)$$

$$U_{\max}(\Gamma) := E^2 \cdot (1 + \Gamma)$$

Задание экстремальных значений амплитудного распределения при изменении модуля ККО  $\Gamma$  при использовании неидеального демодулятора с помощью генератора имеющего равномерную плотность распределения на интервале  $\delta U$

$$x := 1$$

$$\alpha 1 := \text{runif}\left(20000, x - \frac{\delta U}{100}, x + \frac{\delta U}{100}\right)$$

$$\alpha 2 := \text{runif}\left(20000, x - \frac{\delta U}{100}, x + \frac{\delta U}{100}\right)$$

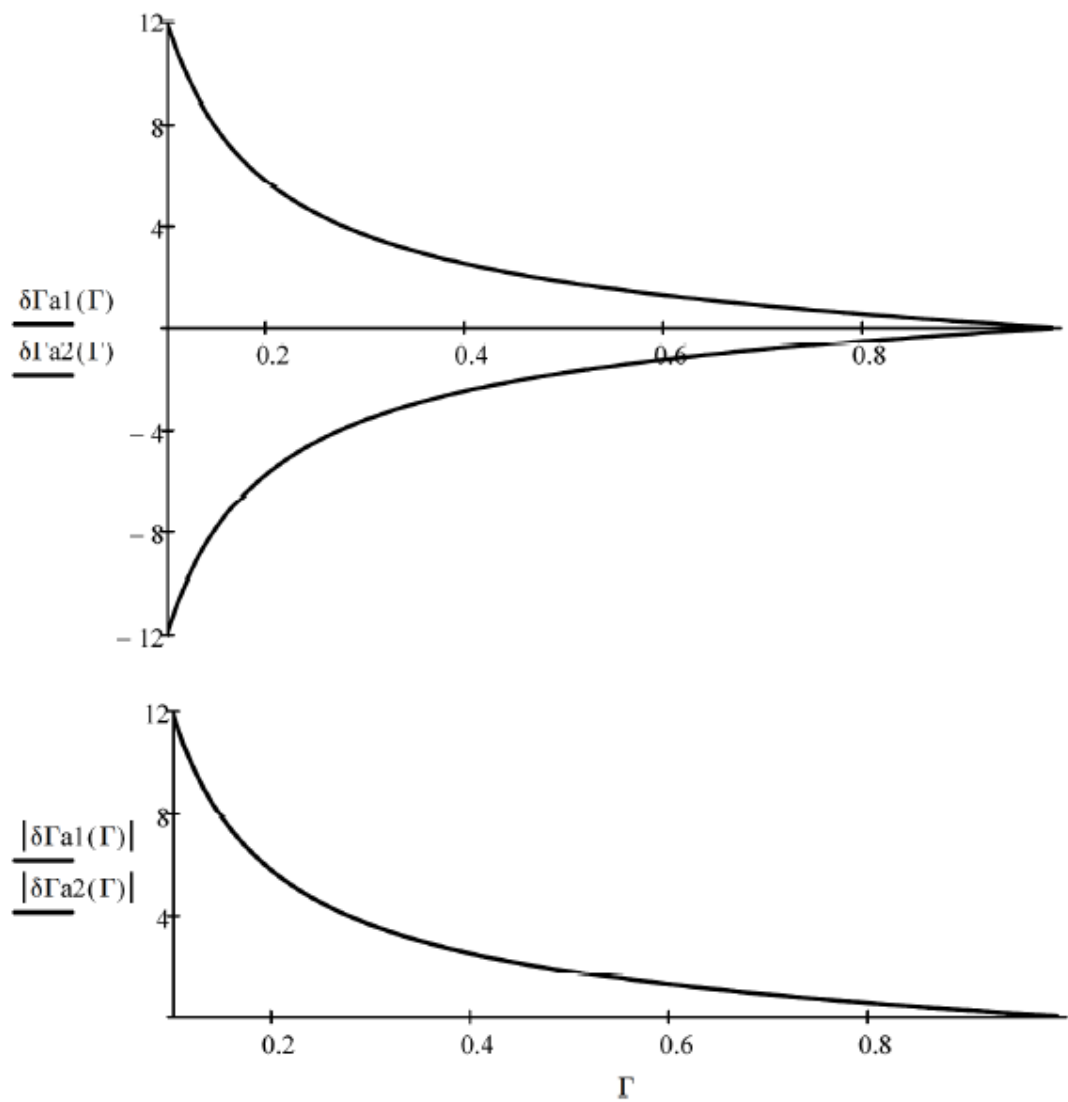
$$U_{\min\_izm}(\Gamma) := U_{\min}(\Gamma) \cdot \alpha 1$$

$$U_{\max\_izm}(\Gamma) := U_{\max}(\Gamma) \cdot \alpha 2$$

Получение значения модулей ККО при различных ошибках

$$g\_izm(\Gamma) := \frac{\frac{U_{\max\_izm}(\Gamma)}{U_{\min\_izm}(\Gamma)} - 1}{\frac{U_{\max\_izm}(\Gamma)}{U_{\min\_izm}(\Gamma)} + 1}$$

$$\delta\Gamma_{a1}(\Gamma) := \frac{(\Gamma - \max(g\_izm(\Gamma)))}{\Gamma} \cdot 100 \quad \delta\Gamma_{a2}(\Gamma) := \frac{(\Gamma - \min(g\_izm(\Gamma)))}{\Gamma} \cdot 100$$

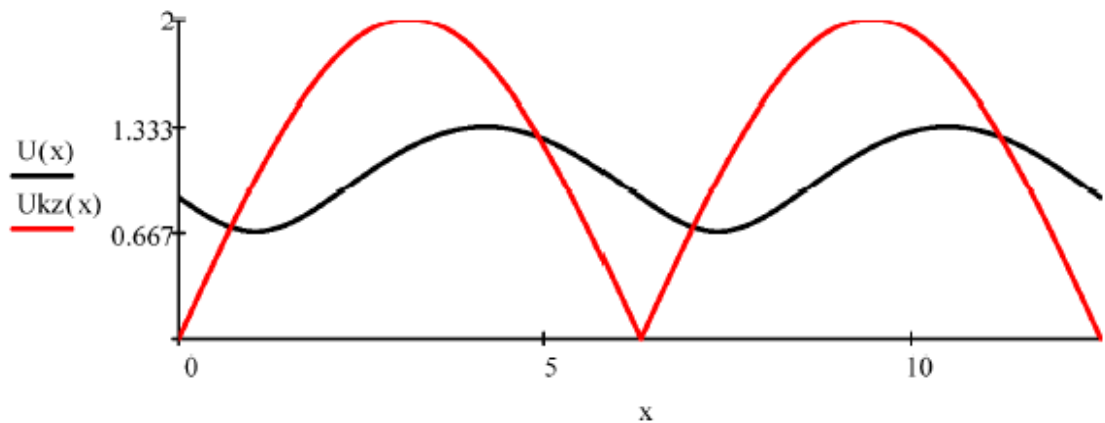


**Блок 9** - Расчет абсолютной погрешности измерения аргумента ККО при амплитудном анализе

$$\Gamma := 0.33 \quad \varphi := \frac{2\pi}{3} = 2.094 \quad x := 0, 0.001 .. 4\pi$$

Построение графиков зависимостей амплитудного распределения измеряемой нагрузки  $U(x)$  и короткозамыкателя  $U_{kz}(x)$

$$U(x) := \sqrt{1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(x + \varphi)} \quad U_{kz}(x) := \sqrt{2 + 2 \cdot \cos(x + \pi)}$$



Расчет минимумов амплитудных распределений

$$y := \frac{3\pi}{4} \quad x := \frac{3\pi}{4}$$

$$P0 := \text{Minimize}(U, x) = 1.047$$

$$Pkz := \text{Minimize}(Ukz, y) = 0$$

$$\varphi := -(P0 - Pkz - \pi) = 2.094$$

$$U_{izm}(x) := \sqrt{1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos[(x + \varphi) - \Delta\Psi]}$$

$$Ukz_{izm}(x) := \sqrt{2 + 2 \cdot \cos[(x + \pi) + \Delta\Psi]}$$

$$y_w := \frac{3\pi}{4} \quad x_w := \frac{3\pi}{4}$$

$$P0_w := \text{Minimize}(U_{izm}, x) = 1.052$$

$$Pkz_w := \text{Minimize}(Ukz_{izm}, y) = -5.267 \times 10^{-3} \quad \varphi_{izm} := -(P0_w - Pkz_w - \pi) = 2.084$$

Расчет абсолютной погрешности измерения аргумента ККО при амплитудном распределении

$$\Delta\varphi := \frac{180}{\pi} \cdot (\varphi - \varphi_{izm}) = 0.604$$

## ПРИЛОЖЕНИЕ Г

### Оценка эффективности спектрометрического алгоритма обработки информации при использовании узкополосного фильтра

$$j := \sqrt{-1}$$

#### 1. Исходные данные

$$\underline{N} := 16 \quad T_c := 10^{-3} \quad f_l := \frac{1}{T_c} \quad f_l = 1 \times 10^3$$

$$T_d := \frac{T_c}{N} \quad T_d = 6.25 \times 10^{-5} \quad f_d := \frac{1}{T_d} \quad f_d = 1.6 \times 10^4$$

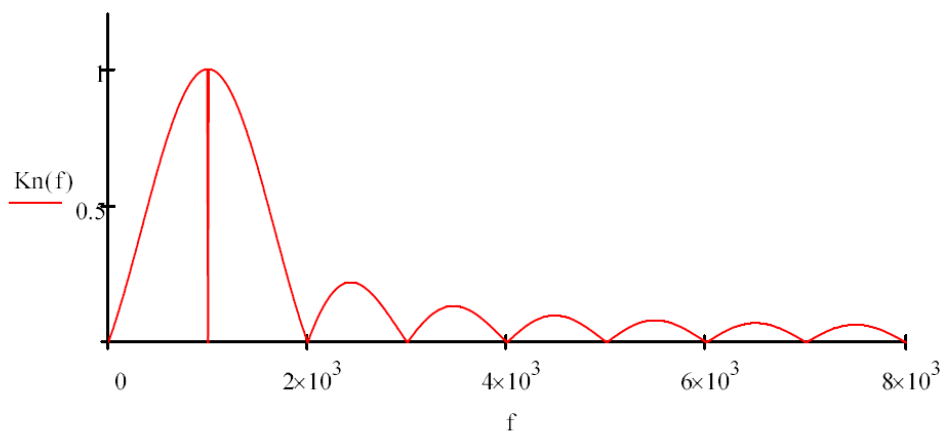
$$W_0 := 1$$

#### 2. АЧХ измерительного канала в отсутствие узкополосного фильтра (только блок ДПФ для первой гармоники)

$$\underline{K}(f) := \left| \frac{\sin \left[ 8 \cdot \left( 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T_d - \frac{\pi}{8} \right) \right]}{\sin \left[ 0.5 \cdot \left( 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T_d - \frac{\pi}{8} \right) \right]} \right| \quad K(f_l - 0.001) = 16$$

Нормированная АЧХ

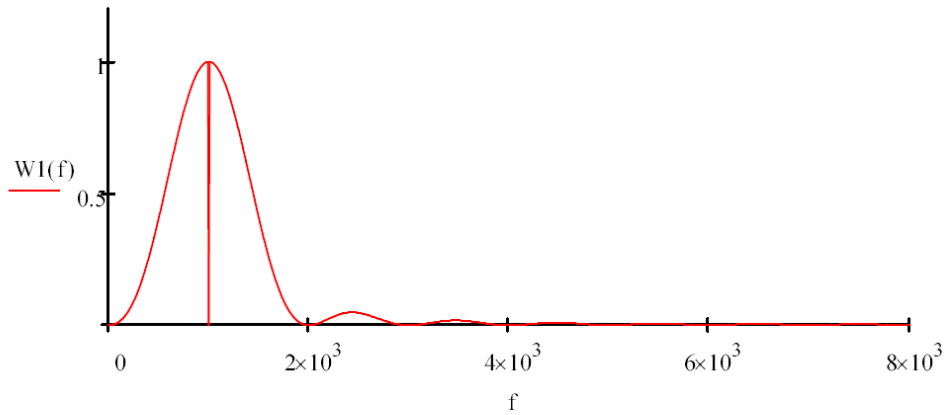
$$\underline{K}_n(f) := \frac{K(f)}{K(f_l - 0.001)} \quad K_n(f_l) = 0$$





### 3. Энергетический спектр шума на выходе измерительного канала в отсутствии узкополосного фильтра

$$W1(f) := W0 \cdot Kn(f)^2$$



### 4. Дисперсия шума на выходе измерительного канала в отсутствии узкополосного фильтра

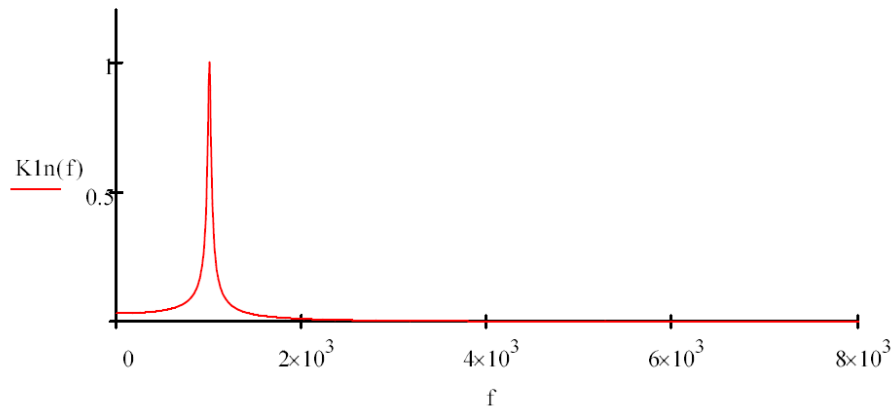
$$D := 2 \cdot \int_0^{\frac{fd}{2}} W1(f) df \quad D = 1.9 \times 10^3$$

### 5. АЧХ узкополосного фильтра, настроенного на частоту 1-ой гармоники (f1)

$$K1(f) := \left| \frac{0.38018 \cdot e^{-62.5 \cdot 10^{-6} \cdot j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}}{1 - 1.83571 \cdot e^{-62.5 \cdot 10^{-6} \cdot j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} + 0.9869 \cdot e^{-125 \cdot 10^{-6} \cdot j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}} \right| \quad K1(f1) = 75.832$$

Нормированная АЧХ

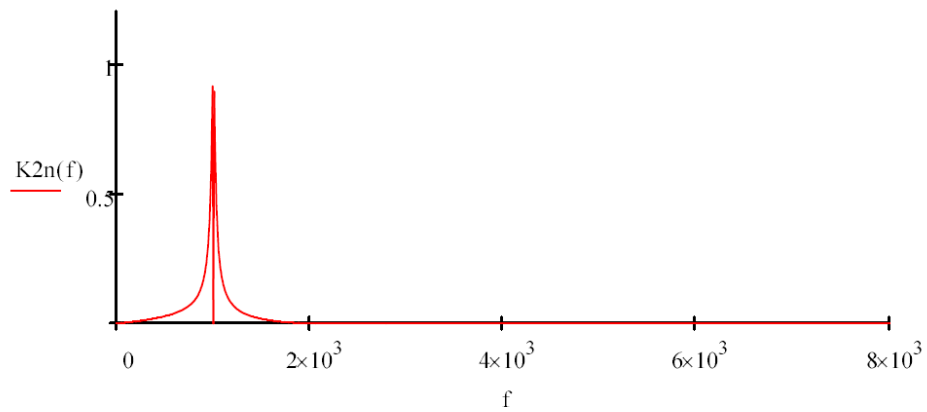
$$K1n(f) := \frac{K1(f)}{K1(f1)} \quad K1n(f1) = 1$$



### 6. АЧХ измерительного канала в присутствии узкополосного фильтра

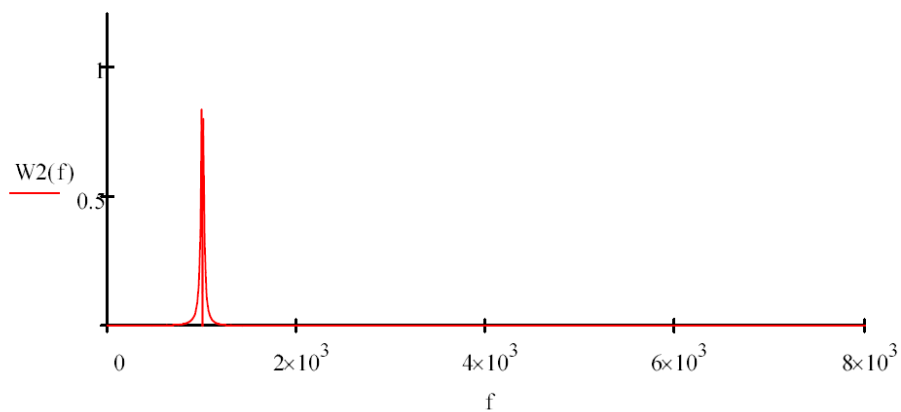
$$K2n(f) := Kn(f) \cdot K1n(f)$$

$$K2n(f| - 0.001) = 1$$



### 6. Энергетический спектр на выходе измерительного канала в присутствии узкополосного фильтра

$$W2(f) := W0 \cdot K2n(f)^2$$



**7. Дисперсия шума на выходе измерительного канала в присутствии узкополосного фильтра**

$$D1 := 2 \cdot \int_0^{fd} W2(f) df \quad D1 = 102.306$$

**8. Расчет эффективности цифровой фильтрации**

$$EF := \frac{D}{D1} \quad EF = 18.573$$

$$EF1 := \sqrt{\frac{D}{D1}} \quad EF1 = 4.31$$

## ПРИЛОЖЕНИЕ Д

### Акты внедрения

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по развитию, научной и  
инновационной деятельности СевГУ  
М.П. Евстигнеев



2019

#### АКТ

**Внедрения результатов диссертационного исследования ассистента кафедры Радиоэлектроника и телекоммуникации Зебека Станислава Евгеньевича «Измерительные микроволновые устройства на основе метода прямого преобразования частоты» в учебный процесс кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»**

« 10 » 10 20 19

г. Севастополь

Комиссия в составе:

заведующего кафедрой Радиоэлектроника и телекоммуникации» Афонина И.Л.;

заведующего учебной лабораторией кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Романихина Ю.Б.;

доцента кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Щекатурин А.А.,

доцента кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Головина В.В.

подтверждает, что результаты диссертационного исследования Зебека С.Е. «Измерительные микроволновые устройства на основе метода прямого преобразования частоты» использованы в учебном процессе кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» при реализации образовательных программ по направлениям подготовки 11.03.01, 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» в следующих формах обучения:

— при чтении лекций по дисциплинам: «Электродинамика», «Устройства СВЧ и антенны», «Метрология и радиоизмерения», «Микроволновые устройства»;

— в лабораторном практикуме по дисциплинам «Электродинамика», «Устройства СВЧ и антенны», Метрология и радиоизмерения», «Микроволновые устройства»;

— в выпускных квалификационных работах бакалавров и магистров по направлениям подготовки «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Использование результатов диссертационного исследования «Измерительные

микроволновые устройства на основе метода прямого преобразования частоты» позволило повысить уровень преподавания дисциплин «Электродинамика», «Устройства СВЧ и антенны» «Метрология и радиоизмерения», «Микроволновые устройства». углубить и конкретизировать знания и навыки обучающихся по вопросам амплитудного и фазового распределений электромагнитной волны в линии передачи и связи этих распределений с комплексными параметрами измеряемого микроволнового узла.

На основании изложенного считаем, что результаты диссертационного исследования «Измерительные микроволновые устройства на основе метода прямого преобразования частоты», подготовленного ассистентом Зебеком Станиславом Евгеньевичем, внедрены в учебный процесс кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет».

Заведующий кафедрой

«Радиоэлектроника и телекоммуникации»

И.Л. Афонин

Заведующий учебной лабораторией кафедры

«Радиоэлектроника и телекоммуникации»

Ю.Б. Романихин

Доцент кафедры

«Радиоэлектроника и телекоммуникации»

А.А. Щекатурин

Доцент кафедры

«Радиоэлектроника и телекоммуникации»

Головин В.В.

УТВЕРЖДАЮ  
Проректор по развитию, научной и  
образовательной деятельности СевГУ  
М.П. Евстигнеев



09. 2019 г.

АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Зебека С.Е. в НИР  
«Разработка интегральной схемы микроволнового диапазона частот для  
диаграммообразующих модулей АФАР на основе кремниевой технологии»  
(государственное задание, проектная часть, шифр 8.3962.2017/ПЧ), №  
госрегистрации АААА-А17-117040610330-4)

Исполнитель работ — ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет», «Инжинирингового центра изделий микро- и нанoeлектроники СевГУ»

Место внедрения: Инжинирингового центра изделий микро- и нанoeлектроники СевГУ, 299053, г. Севастополь, ул. Университетская, 33.

Комиссия в составе директора Инжинирингового центра изделий микро- и нанoeлектроники СевГУ, кандидата технических наук, доцента Вертегела В.В. и научного руководителя НИР, доктора технических наук, профессора, директора ИРИБ ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет» Гимпилевича Ю.Б. установила следующее:

Зебек С.Е. принимал участие в выполнении НИР «Разработка интегральной схемы микроволнового диапазона частот для диаграммообразующих модулей АФАР на основе кремниевой технологии» в качестве исполнителя с 2017 г. по 2019 г.

При его непосредственном участии проведена разработка, изготовлены и настроены экспериментальные образцы двух измерительных установок, предназначенных для верификации параметров проектируемой сложно-функциональной монолитной интегральной схемы СВЧ диапазона. Относительная погрешность измерения модуля комплексного коэффициента отражения не превышает 3%, а абсолютная погрешность измерения аргумента —  $2,5^{\circ}$ .

Разработанный в диссертации квадратурный способ определения комплексного коэффициента отражения позволил создать измерительные устройства повышенной точности, обладающие малыми габаритами, массой и стоимостью для оценки параметров сложно-функциональной монолитной интегральной схемы СВЧ, подключаемой к измерительному устройству с помощью зондовой станции.

Заключение: На основании изложенного считаем, что результаты диссертационного исследования Зебека Станислава Евгеньевича «Измерительные микроволновые устройства на основе метода прямого преобразования частоты» использованы при выполнении НИР «Разработка интегральной схемы микроволнового диапазона частот для диаграммообразующих модулей АФАР на основе кремниевой технологии».

Директор Инжинирингового центра изделий микро- и нанoeлектроники СевГУ

Руководитель научно-исследовательской работы, д.т.н., профессор

В.В. Вертегел

Ю.Б. Гимпилевич



ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ  
УНИТАРНОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ  
«ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ  
РОССИЙСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ИНСТИТУТ РАДИО ИМЕНИ М.И. КРИВОШЕЕВА»  
СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ «ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ  
ЦЕНТР

«ОМЕГА» - филиал ФГУП НИИР  
(ИЦ «ОМЕГА»)

Вакуленчука ул., 29, Севастополь, Россия, 299053  
телефон: (8692) 53-70-72, факс: (8692) 45-55-34  
e-mail: [stcomega@niir.ru](mailto:stcomega@niir.ru), <http://stcomega.ru>  
ОКПО 04604002, ОГРН 1027700120766  
ИНН/КПП 7709025230/920143001

07.11.2019 № 04-02/914

На № \_\_\_\_\_ от \_\_\_\_\_

Для представления  
в диссертационный совет

### АКТ

внедрения результатов диссертационного исследования  
Зебека Станислава Евгеньевича  
«Измерительные микроволновые устройства на основе метода прямого  
преобразования частоты»

Настоящим удостоверяем, что результаты диссертационного исследования, выполненного на кафедре «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета Зебеком С.Е., обладают актуальностью, представляют практический интерес и используются на предприятии при проведении испытаний по программе заказчика радиорелейных и спутниковых систем радиосвязи. В частности, при определении параметров элементов СВЧ трактов этих систем используется квадратурный способ измерения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения, реализованный в установке, созданной в Севастопольском Государственном университете, что позволяет сократить затраты на проведение испытаний оборудования при обеспечении требуемой точности измерений.

Директор ИЦ «Омега»  
- филиала ФГУП НИИР



\_\_\_\_\_ д.т.н., проф., М.Б. Проценко

Заместитель директора ИЦ «Омега»  
- филиала ФГУП НИИР

\_\_\_\_\_ к.т.н., В.В. Гроздин



**ООО "МАРЛИН-ЮГ"**

ООО «Марлин-Юг»  
РФ, 346970, Ростовская обл., Матвеево-Курганский район,  
п. Матвеев Курган, ул. Южная, дом 30, офис 7  
ИНН 9204016654 / КПП 611901001  
Тел./Факс: +7 978 744 30 96  
E-mail: marlin@marlin-yug.com  
http://www.marlin-yug.com



Подтверждаю»  
Директор ООО «Марлин-Юг»  
С.В. Мотыжев  
05 ноября 2019 г.  
Офис 7, ул. Южная, Матвеев  
Курган, Ростовская область, 346970, РФ

#### АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Зебека Станислава  
Евгеньевича

«Измерительные микроволновые устройства на основе метода прямого  
преобразования частоты»

Настоящим актом подтверждается внедрение результатов диссертационной работы Зебека Станислава Евгеньевича «Измерительные микроволновые устройства на основе метода прямого преобразования частоты» в ООО «Марлин-Юг» при разработке и производстве дрейфующих буйковых измерительных платформ (дрифтеров), предназначенных для долговременного мониторинга параметров морских акваторий с использованием системы спутниковой связи «Iridium». Предложенный в диссертационной работе квадратурный способ и методики измерения комплексного коэффициента отражения используются в ООО «Марлин-Юг» для тестирования параметров микроволновых узлов антенно-фидерного тракта радиопередающих терминалов системы спутниковой связи «Iridium» собственной разработки в диапазоне частот 1,6 – 1,65 ГГц, что позволило сократить затраты на приобретение дорогостоящего оборудования.



Утверждаю  
Генеральный директор  
ООО «Уранис»



Д.И. Калюжный

10.09.2019 г.

г. Севастополь

## АКТ

### внедрения результатов научно-исследовательской работы

Настоящим актом подтверждается внедрение результатов работы Зебека Станислава Евгеньевича «Измерительные микроволновые устройства на основе метода прямого преобразования частоты», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук. Работа выполненной на кафедре «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета. Результаты работы использованы в ООО «Уранис» при разработке антенн и согласующих устройств мощных радиопередатчиков коротковолнового диапазона волн. Настройка и испытания этих узлов осуществлялась с использованием измерительной установки, разработанной и изготовленной в Севастопольском государственном университете при непосредственном участии Зебека С.Е. Сравнение результатов измерений, полученных при использовании этой установки с результатами, полученными с применением векторного анализатора цепей, показало хорошее совпадение. При этом материальные затраты на проведение долговременных испытаний аппаратуры существенно уменьшаются.