

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Кубанский государственный университет»

На правах рукописи

Сердюков Владимир Владимирович

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА СПОСОБА ПОСТРОЕНИЯ
ИЗМЕРИТЕЛЯ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ
И ОТРАЖЕНИЯ УСТРОЙСТВ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ**

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель

Коротков К. С.,

доктор технических наук, профессор

Краснодар

2026

Оглавление

Обозначения и сокращения	4
Введение	5
Глава 1. Анализ проблем и процессов, связанных с измерениями параметров нелинейных СВЧ-устройств, содержащих гетеродинное преобразование частоты	12
1.1 в измерений параметров нелинейных СВЧ-устройств, содержащих гетеродинное преобразование частоты	12
1.2 Общие определения	19
1.3 Сдвиг фаз гармоник при умножении частоты	27
1.4 Способ суммы и разности, способ определения сдвигов фаз четырехполюсников с преобразованием частоты.....	32
1.5 Способ определения коэффициентов передачи четырехполюсников с преобразованием частоты.....	38
1.6 Описание и анализ реализации построения способом суммы и разности одного из первых вариантов измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей	44
Выводы к главе 1.....	59
Глава 2. Разработка методики определения коэффициентов отражения СВЧ-смесителей.....	61
2.1 К вопросу разработки методики определения коэффициентов отражения СВЧ-смесителей	61
2.2 Анализ измерителей комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников с преобразованием частоты, построенных по способу суммы и разности	67
2.3 Анализ погрешностей при измерении параметров смесителей	80
2.4 Калибровка измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей.....	92

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

FPGA	Программируемая логическая интегральная схема
ADC-SoC	Отладочная плата аналогово-цифрового преобразователя на одном кристалле
ASIC	Интегральная схема специального назначения
SMA	Субминиатюрный разъем версии А
MSPS	Мегавыборок в секунду
NCO	Цифровой генератор сигналов
CIC	Каскадный интегратор-сумматор
PLL	Фазовая автоподстройка частоты
AXI	Усовершенствованный расширяемый интерфейс
TRL	Прямо-отражательная линия
CORDIC	Цифровой вычислитель координатного вращения
SCPI	Стандартные команды для программируемых устройств
HPS	Система жесткой обработки сигналов
АЦП	Аналогово-цифровой преобразователь

Введение

Актуальность темы. В настоящее время в различных сферах науки и техники получили развитие системы, для корректной работы которых необходимо определять сдвиг фаз сигналов, которые они принимают. В частности, такие системы используются для реализации технологии фазовой пеленгации, обеспечения работы спутниковых и космических систем. Данные тут передаются в СВЧ диапазоне благодаря способности сигналов в данном диапазоне передавать информацию в экстремальных условиях. Как в системах фазовых пеленгаторов, так и в спутниковых системах используются смесители на основе транзисторов и диодов. Подобные схемы на основе полупроводниковых приборов нуждаются в высокоточной оценке погрешностей для весомого увеличения точности во время дальнейшей эксплуатации. Так, например, из-за полного учёта сдвига фаз, вносимого смесителем, радиопеленгационные комплексы будут точнее определять местоположение источника исследуемого сигнала. Другими словами, в настоящее время краеугольным камнем в данных отраслях техники является сверхточное определение сдвига фаз, возникающих на смесителях, при анализе сигналов.

В представленной работе исследуется способ создания измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения устройств с преобразованием частоты.

Актуальность исследований заключается в том, что в связи с всё большим применением технологий фазовой пеленгации, наращиванием российских спутниковых группировок вопрос об инструментальных технологиях измерения прецизионного сдвига фаз, вносимого нелинейными элементами СВЧ-смесителей во входной информационный СВЧ сигнал требует скорейшего решения. Такой подход позволит повысить их эксплуатационную эффективность, увеличить скорость обмена данными и уменьшит количество помех в различных системах связи. Существующие на данный момент методы не обладают достаточной точностью, поэтому возникает необходимость поиска и разработки инструментальных способов измерения сдвигов фаз, вносимых смесительными нелинейными элементами при гетеродинном преобразовании их частоты.

Цель исследований состоит в разработке программно-аппаратного комплекса для измерения прецизионных значений модуля и сдвига фаз комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств, содержащих преобразователи частоты СВЧ-смесителей, на основе способа «суммы и разности».

Объектом исследований является измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения сигналов устройств с преобразованием частоты СВЧ-смесителей, разработанный и построенный на базе способа определения сдвига фаз с помощью анализа суммы и разности сигналов.

Предметом исследования являются физические процессы при сверхточном измерении сдвига фаз сигналов СВЧ-устройств с преобразованием частоты, участвующих в испытаниях и источники их погрешностей.

Общая научная задача: исследование методик измерения прецизионных значений модуля и сдвига фаз сигналов, их оценка и разработка способа построения измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения устройств с преобразованием частоты.

Частные задачи диссертационных исследований:

Провести теоретический анализ процесса гетеродинного преобразования частоты и связанных с этим особенностей (сдвиг фаз гармоник).

Разработать математическую модель по описанию физических процессов, происходящих при гетеродинном преобразовании частоты.

Рассмотреть возможные способы измерения характеристик смесителей;

Произвести обоснование применения способа «суммы и разности» для процесса измерения прецизионного сдвига фаз и модулей коэффициентов передачи устройств, содержащих в своем составе смесители, вносящих дополнительный сдвиг фаз в сигнал.

Предложить структурную схему построения прибора для сверхточного измерения модуля и прецизионного сдвига фаз сигналов СВЧ-смесителей в устройствах, назначение которых предполагает преобразование частот.

Выполнить исследование физических процессов, необходимых для сверхточного определения сдвига фаз через комплексные коэффициенты передачи

в смесителях внутри СВЧ-устройств.

Определить источники погрешностей измерений, в том числе амплитудно-фазовые и предложить пути их устранения.

По результатам проведенного анализа разработать структурную и электрическую схему построения векторного анализатора цепей специально предназначенного для работы в составе прибора для измерения комплексных характеристик СВЧ-смесителей, в том числе и в режимах наблюдения в панораме их амплитудно- и фазочастотных характеристик.

Разработать алгоритм аттестации амплитудно-фазовой погрешности разрабатываемого прибора для сверхточного определения сдвига фаз в СВЧ-устройствах, содержащих смесители.

Разработать способ калибровки устройства на основе супергетеродинного приёмника, сверхточного определителя сдвига фаз в смесителях СВЧ-устройств.

Разработать методику метрологической аттестации измерительных портов векторного анализатора цепей.

Методы исследований. При выполнении диссертационной работы использовались методы системного анализа, фундаментальные основы оценки погрешностей; средства математического анализа, теория рядов, теория функций комплексной переменной; методология борьбы с помехами; теория направленных графов при анализе электрических цепей, методы матриц рассеяния и транспонирования. Применялось математическое моделирование на ЭВМ исследуемых процессов, а также верификация теоретических результатов экспериментальными исследованиями.

Основные положения, выносимые на защиту диссертационной работы:

Положение 1. Исследованы методы сверхточного вычисления сдвига фаз в смесителях СВЧ-устройств с последующим вычислением по результатам измерений прецизионных величин модуля и фазы их коэффициентов передачи отдельно для каждого из двух исследуемых смесителей;

Положение 2. Предложен новый способ определения амплитудно-фазовой погрешности СВЧ-смесителя в измерителе комплексных коэффициентов

передачи;

Положение 3. Исследованы способы построения измерителя параметров СВЧ-смесителей и разработана структурная схема, отличающаяся переносом переключателей в диапазон промежуточных частот (ПЧ), компенсацией потерь преобразования смесителей и низкой погрешностью измерения сдвига фаз, вносимых этими смесителями. Описаны принципы применения новой модели векторного анализатора цепей и векторного вольтметра для сверхточного определения сдвига фаз и коэффициентов передачи смесителей, которые входят в состав СВЧ-устройств;

Положение 4. Была разработана функциональная и структурная схемы прибора, измеряющего вносимую разность фаз смесителем, получающего на вход два гармонических сигнала заданной частоты. Были произведены калибровка и тестирования устройства на эталонных значениях сдвига фаз для сигнала 278 кГц, в результате чего были определены погрешности измерения отношения амплитуд сигналов и их сдвига фаз, которые не превышают $\pm 0,1$ дБ и $\pm 0,02$. Частота 278 кГц является промежуточной частотой, которая может быть получена с помощью гетеродинного преобразования частоты используя исследуемый СВЧ-смеситель, так как цифровые измерения СВЧ сигналов напрямую невозможны из-за низких скоростей аналогово-цифровых преобразователей.

К наиболее существенным научным результатам, полученным в результате диссертационных исследований, относятся:

обоснование применения способа «суммы и разности» для процесса измерения прецизионного сдвига фаз и коэффициентов передачи смесителей, входящих в состав устройств, преобразующих частоту;

выражения для расчёта передаточных характеристик СВЧ-устройств на основе смесителей;

разработана структурная схема устройства для сверхточного определения сдвига фаз, возникающего при прохождении сигналов через СВЧ-смесители;

предложены пути уменьшения погрешностей измерений, в том числе и амплитудно-фазовой погрешности.

Разработаны структурная и электрическая схемы устройства для анализа передаточных характеристик СВЧ-смесителей;

разработан алгоритм нахождения погрешности устройства для сверхточного определения сдвига фаз и передаточной характеристики СВЧ-смесителей;

разработан способ калибровки устройства на основе супергетеродинного приёмника, сверхточного определителя сдвига фаз в смесителях СВЧ-устройств.

Разработана методика метрологической аттестации измерительных портов векторного анализатора цепей.

Научная новизна работы состоит в следующем:

Выполнено теоретическое доказательство разного индивидуального сдвига фаз для каждой из гармоник кварцевого генератора, полученных путем умножения сдвига фаз его основного сигнала на номер гармоники.

Проведены исследования физических процессов, происходящих в режимах измерений модулей и фазовых сдвигов методом «суммы и разности» с целью выявления его погрешностей измерений.

Предложена новая методика по снижению погрешностей при измерении модулей и сдвигов фаз коэффициентов передачи СВЧ-смесителей методом «суммы и разности».

Предложен способ определения амплитудно-фазовой погрешностей для «суммы и разности» при измерении комплексных коэффициентов.

Предложен способ калибровки двухканального супергетеродинного приемника в измерителе комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей.

Предложен способ аттестации собственных S-параметров векторного анализатора цепей измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей.

Разработан метод метрологической аттестации измерительных портов векторного анализатора цепей устройства для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-смесителей.

Практическая значимость работы заключается в следующем: результаты диссертационного исследования, представляющие собой функции комплексного переменного, математическая модель, матрицы рассеяния и транспонирования,

графы для сверхточного определения сдвига фаз, возникающего в смесителях, используемых в устройствах, предназначенных для измерения разности фаз сигналов. Данные решения могут быть применены в технологии радиопеленгации и отечественных спутниковых системах, то есть там, где необходимо сверхточное определения сдвига фаз сигналов практически без погрешностей.

Достоверность и обоснованность полученных в диссертационной работе результатов подтверждается апробацией полученных результатов на профильных научных конференциях, научных семинарах и форумах (Микроэлектроника 2024-2025). Теоретические результаты исследований основаны на применении строгих математических методов и современных математических пакетов прикладных программ, которые полностью согласуются с опубликованными экспериментальными данными по теме диссертационного исследования. Экспериментальные результаты работы получены на современном сертифицированном оборудовании, показана воспроизводимость результатов исследований при различных условиях.

Публикации. По результатам диссертационных исследований опубликовано 11 научных публикаций, получено 2 патента на изобретения, 3 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ. 4 работы из этого числа опубликованы в изданиях, входящих в перечень рекомендованных ВАК Минобрнауки России для публикации материалов диссертаций на соискание учёных степеней кандидата и доктора технических наук.

Соответствие паспорту специальности. Диссертация соответствует п. 1 («Исследование процессов и явлений в радиотехнике, позволяющих повысить эффективность радиотехнических устройств и систем»); п. 2 («Исследование методов и алгоритмов обработки радиосигналов, учитывающих эффекты их рассеяния и отражения при прохождении через различные среды распространения»); п. 3 («Разработка и исследование новых радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия, помехоустойчивости»); п. 5 («Разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе

синтез и оптимизация алгоритмов обработки»); п. 18 («Разработка радиотехнических и телевизионных устройств и систем для их использования в промышленности, робототехнике, авиации, космонавтике, астрономии, метрологии, информационно-измерительной технике, а также для подземных, подводных и других применений») паспорта научной специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Личный вклад автора. Основные научные результаты, программная реализация алгоритма измерений, схемотехнические решения, математические модели, экспериментальные исследования СВЧ-узлов приемников, анализ результатов моделирования, приведенные в работе, получены автором лично.

Структура диссертационной работы. Диссертационное исследование написано на русском языке, включает введение, четыре главы, заключение, список использованной литературы и приложение. Полный объём диссертации составляет 196 страниц, 47 рисунков, 2 таблицы.

Глава 1. Анализ проблем и процессов, связанных с измерениями параметров нелинейных СВЧ-устройств, содержащих гетеродинное преобразование частоты

1.1 К вопросу измерений параметров нелинейных СВЧ-устройств, содержащих гетеродинное преобразование частоты

Ранее применявшиеся методики измерения амплитудно-частотных (АЧХ) и фазо-частотных (ФЧХ) характеристик смесителей основывались на сопоставлении фазового сдвига исследуемого смесителя с аналогичным параметром эталонного устройства. Однако, при таком подходе игнорировался фундаментальный аспект: абсолютная величина истинного фазового сдвига эталонного смесителя не могла быть определена с полной достоверностью. Это обстоятельство, безусловно, вносило существенную неопределённость в результаты измерений, поскольку опорная точка сама по себе не была абсолютно точной. Таким образом, несмотря на кажущуюся простоту, данный метод обладал внутренним ограничением, препятствующим достижению высокой метрологической прецизионности.

Такие измерительные приборы были созданы по авторским свидетельствам СССР № 918890 (1981) и № 1075195 (1988) РРК4-001-005 на диапазон частот 6–12 ГГц по темам «Реал», «Реал-1» и использовались в НПО «Алмаз» г. Москвы [1, 2]. Представленные измерительные приборы предоставляли возможность визуализировать амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) и фазочастотные характеристики (ФЧХ) радиоэлектронных устройств, в архитектуру которых интегрировано гетеродинное преобразование частоты. Они могли измерять в частотной точке диапазона СВЧ коэффициенты передачи (потери преобразования), и относительные сдвиги фаз сигналов на промежуточных частотах (ПЧ), находящихся в диапазоне от 20 до 100 МГц. Они были построены на базе двухканального фазового моста и измерения сдвигов фаз носили относительный

характер. Для расчета радиоэлектронных систем и устройств в СВЧ-диапазоне был разработан магматический аппарат в виде матриц S и T -параметров, которые являются матрицами систем линейных уравнений, а их элементы – комплексными величинами. Система S -параметров (матрица рассеяния) характеризует величины коэффициентов передачи и отражения одного СВЧ-устройства, а матрица T -параметров применяется для описания нескольких каскадно соединённых устройств. Это стало особенно актуально, поскольку смесители, функционирующие в режиме преобразования частоты с рабочей точкой, определяемой сигналом от гетеродина, демонстрируют линейную зависимость [3]. Однако при этом возникают некоторые сложности. В частности, полное описание элементов матрицы S -параметров требует измерения не только их модуля, но и фазового сдвига, что применительно к смесителю сделать нельзя из-за разных частот информационного сигнала СВЧ на его входе и сигнала ПЧ на его выходе. Эта задача дополнительно актуализировала необходимость разработки методов и подходов для прецизионного определения истинного фазового сдвига, вносимого нелинейным элементом смесителя в радиочастотный сигнал в процессе гетеродинного преобразования частоты.

Потребности военно-промышленного комплекса привели к разработке в 1984–1989 гг. способа измерения истинного сдвига фаз [4]. Одновременно данный метод применялся для определения коэффициентов передачи (потерь преобразования) смесителей [5].

С помощью данного метода измерений стало возможно получение смесителя, выступающего в роли эталонного при испытаниях других смесителей.

Первыми работами в России, в которых исследовалась проблема определения (измерения и вычисления) комплексных коэффициентов передачи матриц рассеяния применительно к СВЧ-смесителям для гетеродинного преобразования частоты, следует считать работы [3, 7]. В них приведены теоретические основы и методы создания инструментальных измерителей, построенных на способе суммы и разности. Там же показано, что погрешности измерений комплексных параметров всех смесителей возникают в основном за счет паразитных связей в измерительном фазовом мосте.

В России потребности военно-промышленного комплекса привели к разработке и промышленному выпуску приборов для радиоизмерений в СВЧ-диапазоне различных смесителей и четырехполюсников, разработкой занималось АО «НПФ «Микран»» в городе Томск. Продукция предприятия включает векторные анализаторы цепей серии Р4М, в частности, версия Р4М-18 – приборы для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-смесителей [8]. АО «НПФ «Микран»» в последнее время стало продвигать методику измерения комплексных характеристик СВЧ-смесителей с помощью Р4М-18 путем совместного измерения двух последовательно соединенных смесителей с общим для них гетеродином, и последующим делением результатов измерений их совместного модуля сдвига фаз $|\Delta\varphi|$ пополам, присваивая значения $\frac{|\Delta\varphi|}{2}$ каждому из испытываемых смесителей.

Проблемой исследования параметров СВЧ-смесителей, в том числе их истинного сдвига фаз в режиме гетеродинного преобразования частоты радиосигналов, занимаются на физико-техническом факультете Кубанского государственном университета (г. Краснодар). Коллективом разработан и создан работающий макет измерителя комплексных характеристик СВЧ-смесителей, построенный на основе способа суммы и разности, и собранный на базе Р4М-18 производства АО «НПФ «Микран»», генераторов частот опорных сигналов и устройств, изготовленных самостоятельно.

Известные способы и методики измерений параметров смесителей при гетеродинном преобразовании частоты изложены в двух зарубежных монографиях Д. П. Дансмора из серии «Мир радиоэлектроники», посвященных измерениям параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей [9] (2018), [10] (2023).

Революцию в измерении параметров СВЧ-смесителей и их сдвига фаз осуществило изобретение ВАЦ [11]. Известны следующие способы измерения с помощью ВАЦ параметров СВЧ-смесителей при их работе в режиме гетеродинного преобразования частоты:

1. Способ трех смесителей, также известный как метод трех сумм. Суть способа заключается в последовательном измерении сумм коэффициентов передачи трех пар СВЧ-смесителей с последующим вычислением искомых характеристик. Для измерений используется ВАЦ. В этом методе главные и существенные погрешности при измерении сдвигов фаз возникают из-за рассогласования входных сопротивлений смесителей и нестабильности соединительных сочленений смесителей, собираемых в пары. При коэффициенте стоячей волны (КСВ) входов смесителей, лежащем в диапазоне от 1,5 до 2, погрешность по фазе может достигать 2° [12]. Впервые данный метод был предложен в России [13] в 1990 г.

2. Способ измерения коэффициента отражения, основанный на специфической методике, начинающейся с генерации испытательного СВЧ-сигнала с помощью генератора, встроенного в векторный анализатор цепей (ВАЦ). Сформированный сигнал подаётся на вход исследуемого СВЧ-смесителя, внутри которого осуществляется преобразование частоты за счёт взаимодействия с гетеродинным сигналом, при этом происходит переход от СВЧ-сигнала к сигналу промежуточной частоты (ПЧ). Этот фундаментальный процесс является основой для дальнейшего анализа. Этот ПЧ-сигнал затем направляется на несогласованную нагрузку, от которой он отражается. Отражённый ПЧ-сигнал возвращается обратно через смеситель, где осуществляется его повторное преобразование в СВЧ-диапазон. Полученный таким образом СВЧ-сигнал поступает на вход векторного анализатора цепей. В ВАЦ производится сравнение амплитуды и фазы прямого и отражённого сигналов, на основании чего рассчитываются модуль и фаза испытываемого смесителя [13]. Важным условием применения данного метода является наличие встроенного гетеродина в составе измеряемого смесителя. Следует отметить, что этот способ пригоден исключительно для измерения взаимных смесителей, характеризующихся идентичными коэффициентами передачи, не превышающими 10 дБ.

3. Способ двойного преобразования частоты [14], который применяется для оценки общего комплексного коэффициента передачи двух последовательно соединённых смесителей с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ). В

данной конфигурации один из испытуемых смесителей включается в прямом направлении, тогда как второй — в обратном, при этом оба устройства используют общий гетеродин. Полученный суммарный комплексный коэффициент передачи традиционно делится пополам, и половина модуля, а также половина фазового сдвига приписываются каждому из смесителей. Однако, как показывает углублённый анализ, применимость данного метода строго ограничена случаями, когда оба смесителя абсолютно идентичны по своим параметрам. Данный подход абсолютно неприменим для оценки последовательно соединённых смесителей, если они обладают разными коэффициентами передачи, что неизбежно приводит к различиям в фазовых сдвигах. Более того, даже если предположить, что два смесителя идентичны по своим исходным параметрам, их каскадное включение приведёт к значительным различиям в амплитудах сигналов. В частности, амплитуда тестового сигнала на входе второго смесителя всегда будет ниже, чем на входе первого. Это уменьшение обусловлено потерями преобразования, вносимыми первым смесителем. Таким образом, эти факторы приводят к существенным ограничениям в точности и универсальности метода, делая его применимым лишь в весьма специфических условиях. В свою очередь, данное различие в амплитудах неизбежно приводит к возникновению различных фазовых сдвигов в первом и втором смесителях, что ограничивает применимость и точность данного метода в реальных условиях.

4. Способ фазовой опоры, также известный как метод измерения X-параметров смесителя [14]. Согласно структурной схеме, представленной в работе [3], измерительный комплекс в рамках этого подхода включает в себя несколько ключевых компонентов. Используемый в системе генератор комбинационных частот функционирует на умножении частоты опорного сигнала от кварцевого генератора. Этот процесс позволяет с высокой точностью вырабатывать гармоники с дискретностью в 10 МГц, путём умножения исходной частоты на целые числа, кратные десяти. Таким образом, данное устройство обеспечивает прецизионное формирование спектральных компонент с точно заданными интервалами. Эти гармоники служат двум ключевым целям: они обеспечивают синхронизацию

генератора исследуемых СВЧ-сигналов и одновременно используются для формирования опорного сигнала промежуточной частоты (ПЧ) для тестируемого смесителя. В завершение, ПЧ-сигнал с выхода исследуемого смесителя и опорный ПЧ-сигнал от генератора комбинационных частот направляются, соответственно, на первый и второй порты векторного анализатора цепей (ВАЦ) для всестороннего анализа. Впоследствии в ВАЦ производится измерение модулей и фазовых сдвигов, что позволяет определить коэффициенты передачи испытуемого смесителя. Одновременно с этим осуществляется сравнение фазы гетеродинного сигнала с фазой, соответствующей ему гармоники, что даёт возможность вычислить фазовый сдвиг, вносимый смесителем в ПЧ-сигнал при гетеродинном преобразовании входного сигнала. Поскольку все гармоники формируются единым кварцевым генератором, они по своей природе когерентны между собой. Следовательно, их фазовые сдвиги считаются соответствующими фазе исходного сигнала кварцевого генератора, умноженной на порядковый номер гармоники. Но это не совсем так. Угол сдвига фаз каждой гармоники описывается функцией $\arctg(\Delta\varphi)$, которая, как известно, нелинейная, и, следовательно, сдвиг фаз отдельных гармоник также имеет нелинейный характер. Это значит, что при измерениях для разных гармоник получают величины, отличающиеся от истинного сдвига фаз на разную величину.

5. Способ суммы и разности состоит в том, что с помощью векторного вольтметра, ВАЦ измеряют сумму и разность комплексных коэффициентов передачи двух СВЧ-смесителей следующим образом. Один из смесителей – испытуемый, а другой – опорный. Каждый из них присоединяют своими СВЧ-входами к двум разным входным портам ВАЦ. Далее выполняют раздельное измерение комплексных коэффициентов передачи смесителей, не отключая их от входных портов ВАЦ, и вычисляют их разность. Величины модулей и истинный сдвиг фаз и опорного, и испытуемого смесителей находят решением полученных систем уравнений сумм и разностей комплексных коэффициентов передач. В способе суммы и разности, в соответствии с его измерительными возможностями, отсутствует ряд погрешностей и недостатков всех остальных известных способов для измерения истинного сдвига фаз СВЧ-смесителей. В частности, в нем

отсутствуют погрешности, связанные с нестабильностью контактных соединений смесителей при их коммутации и отсутствует недостаток способа измерений X -параметров, заключающийся в нахождении сдвига фаз, отличающегося от истинного на величину, зависящую от гармоник. Способ суммы и разности позволяет измерять любые по величине комплексные коэффициенты передачи благодаря отдельному от ВАЦ гетеродину, связанному системой фазовой автоподстройки частоты с генератором испытательных СВЧ-сигналов, что делает возможным установление рабочего режима испытаний смесителя, соответствующего его дальнейшей эксплуатации.

Сравнение метрологических возможностей известных способов измерения S -параметров СВЧ-смесителей позволяет сделать вывод, что способ суммы и разности обладает наименьшим количеством источников погрешностей и, соответственно, имеет относительно высокую точность, особенно при измерении истинного сдвига фаз. Она определяется выбором схемотехнического решения построения его векторных вольтметров для измерений суммы и разности сдвигов фаз испытуемого смесителя СВЧ. Главная и основная погрешность метода – амплитудно-фазовая, вызываемая изменением уровня сигнала, приложенного к емкости полупроводникового p - n перехода нелинейного элемента смесителя, который и вызывает паразитный сдвиг фаз.

За рубежом способ суммы и разности, судя по работам Д. П. Дансмора [9,10], не известен и, соответственно, не применяется. В России, к сожалению, так же не используется в связи с игнорированием отечественных работ по созданию измерителей S -параметров, специально предназначенных для испытаний СВЧ-смесителей.

В связи с вышеизложенным, актуальны задачи по исследованиям путей построения измерителя параметров передачи и отражения СВЧ-устройств, содержащих в своем составе преобразование частоты, основанном на способе суммы и разности, чему посвящено диссертационное исследование.

В Кубанском Государственном Университете на физико-техническом факультете функционирует действующий макет описанного измерительного

прибора. С его помощью были успешно выполнены экспериментальные измерения фазовых сдвигов, которые возникают в СВЧ-смесителях при осуществлении гетеродинного преобразования частоты их входного СВЧ-сигнала.

1.2 Общие определения

В разделе 1.1 достаточно подробно изложены причины, которые обуславливают необходимость разработки и создания приборов, предназначенных для измерений в СВЧ-диапазоне комплексных коэффициентов передачи и отражения нелинейных устройств, в частности, СВЧ-смесителей, в которых происходит гетеродинное преобразование частоты информационных сигналов. Центральным параметром, подлежащим прецизионному измерению, в данном исследовании выступает истинный фазовый сдвиг сигнала, который неизбежно возникает в СВЧ-смесителях в процессе их функционирования при гетеродинном преобразовании частоты. Для обеспечения глубокого понимания рассматриваемых физических процессов, в разделе 1.2 диссертации представлены общие физико-математические определения ключевых процессов, протекающих в СВЧ-смесителях в условиях гетеродинного преобразования частоты, а также изложены фундаментальные понятия, имеющие критическое значение для всестороннего осмысления проводимого исследования.

Смеситель сигналов представляет собой функциональный узел-шестиполюсник, то есть устройство с тремя точками подключения: двумя входными и одним выходным. В его основе лежит нелинейный элемент, как правило, реализованный на полупроводниковых диодах или транзисторах.

Главное назначение смесителя — преобразование частоты. Устройство принимает входящий сигнал f_c , на свой первый порт. Затем, взаимодействуя с сигналом гетеродина f_T , который подаётся на второй порт, формируется

преобразованный по частоте выходной сигнал $f_{пч}$ [13] на третьем порту. Типовое схематическое решение такого смесителя представлено на рисунке 1.

В связи с тем, что два из шести контактов смесителя постоянно заняты присоединением к ним двух контактов гетеродина, очень часто в технической литературе смеситель именуют как «четырехполюсник с преобразованием частоты», хотя физические принципы работы шестиполюсника и четырехполюсника совершенно разные.

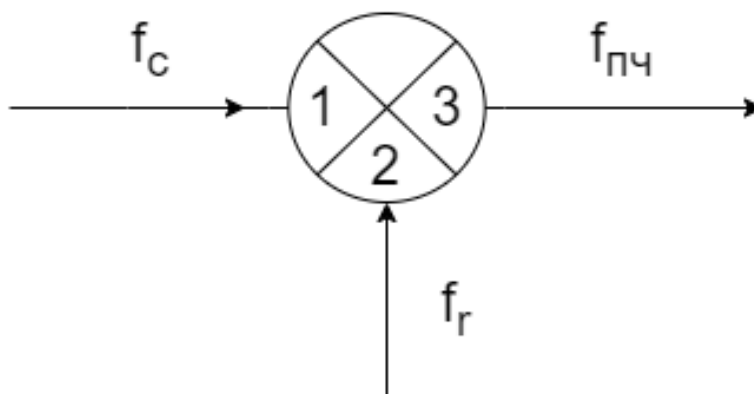


Рисунок 1 – Схематическое изображение смесителя сигналов

Преобразователь частоты является устройством, преобразующим сигналы с одной частотой в другую [13]. По ГОСТ 24376-80 «Радиосвязь. Термины и определения», это функциональный узел, включающий в себя как самостоятельный элемент смеситель, фильтры ПЧ и гетеродин (иногда внешний), так и другие узлы в виде усилителей входных сигналов, сигналов гетеродина. С развитием микрополосковых технологий преобразователь частоты выполняется в виде единого неразъемного модуля, включающего все вышеперечисленные узлы и элементы. Схематическое изображение преобразователя частоты приведено на рисунке 2.

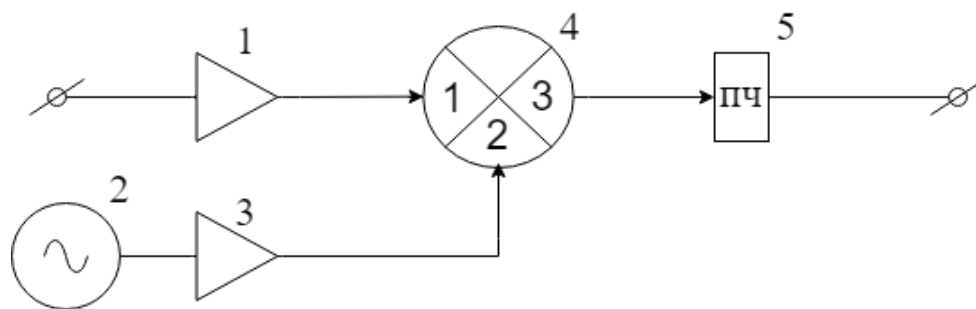


Рисунок 2 – Схематическое изображение преобразователя частоты

С учетом того, что представленная работа посвящена рассмотрению путей и способов создания измерителей электрических процессов, происходящих в смесителях СВЧ при гетеродинном преобразовании частоты, необходимо начать с рассмотрения исследуемого преобразования информационного сигнала. Оно состоит в том, что из сигналов с частотами ω_1 и ω_2 с помощью нелинейного элемента – полупроводникового диода или транзистора в составе СВЧ-смесителя – образуют сигналы суммарной или разностной ПЧ $\omega_{пч} = |\omega_1 \pm \omega_2|$. Сам смеситель, содержит нелинейный элемент – шестиполюсник, имеющий две пары входных и одну пару выходных контактов. Одна пара входных контактов служит для подачи на нелинейный элемент входного информационного сигнала с частотой ω_1 , вторая пара входных контактов служит для подачи на нелинейный элемент сигнала с частотой ω_2 , вырабатываемого отдельным внешним генератором, называемым гетеродином, третья пара контактов служит для выхода тока сигнала ПЧ. При этом сигнал гетеродина ω_2 имеет гораздо большую величину, чем входной сигнал и сигнал ПЧ, и определяет положение рабочей точки вольтамперной характеристики (ВАХ) нелинейного элемента, проводимость которого периодически меняется с частотой гетеродина.

Гетеродинным преобразованием частоты называют преобразование, при котором из сигналов двух разных частот ω_1 и ω_2 с помощью нелинейного элемента смесителя путем их перемножения образуются сигналы суммарных и разностных частот, называемые промежуточными $\omega_{пч}$. При этом ω_1 – входной

информационный сигнал смесителя, а ω_2 – сигнал его гетеродина. Сигнал ПЧ $\omega_{пч}$ выделяют с помощью частотного избирательного элемента. ВАХ нелинейного элемента смесителя аппроксимируют (представляют) чаще всего полином второй степени, чтобы в процессе анализа не учитывать результаты перемножения высших гармоник от частот сигнала ω_1 , гетеродина ω_2 и ПЧ $\omega_{пч}$. В таком случае выходной ток нелинейного элемента $i_{н/л}$ можно представить в виде (1)

$$i_{н/л} = a_0 + a_1(u) + a_2(u)^2, \quad (1)$$

где $i_{н/л}$ – выходной ток нелинейного элемента; a_0 – постоянная составляющая тока, протекающего через нелинейный элемент в рабочей точке ВАХ;

$a_1 = \left(\frac{\delta i_{н/л}}{\delta u_{н/л}} \right) = S = g_{н/л}$ – крутизна характеристики ампер/вольт ВАХ нелинейного элемента и его проводимость g при токе $i_{н/л}$ через нелинейный элемент и напряжении $u_{н/л}$ на нем; $a_2 = \frac{1}{2i} \left(\frac{\delta^2 i_{н/л}}{\delta u_{н/л}^2} \right)$ – квадрат проводимости ВАХ и нелинейного элемента в рабочем токе; u – напряжение сигнала.

Учитывая, что на нелинейный элемент действует два внешних сигнала с частотами ω_1 и ω_2 , выходной его ток можно представить в виде (2)

$$i_{н/л} = a_0 + a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1 + u_2)^2, \quad (2)$$

где $u_1 = u_{m1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$ – напряжение сигнала с частотой ω_1 и сдвигом фаз φ_1 ; $u_2 = u_{m2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$ – напряжение гетеродина с частотой ω_2 и сдвигом фаз φ_2 .

Физический процесс, происходящий в СВЧ-смесителе при гетеродинном преобразовании частоты, математически хорошо представлен в технической литературе [14–16]. С учетом (1) и (2) имеем равенство (3) вида

$$\begin{aligned}
i_{н/л} &= a_0 + a_1[u_{m1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + u_{m2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2)] + \\
&+ a_2[u_{m1} \sin(\omega_2 t + \varphi_1) + u_{m2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2)]^2 = \\
&= \left[a_0 + \frac{a_2}{2}(u_{m1}^2 + u_{m2}^2) \right] + a_1 u_{m1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + \\
&+ \frac{a_2}{2} u_{m1}^2 \sin 2(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{a_2}{2} u_{m2}^2 \sin 2(\omega_2 t + \varphi_2) + \\
&+ a_2 u_{m1} u_{m2} \sin[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2] + \\
&+ a_2 u_{m1} u_{m2} \sin[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2].
\end{aligned} \tag{3}$$

Анализируя полученное выражение, можно отметить следующее:

- в выходном токе нелинейного элемента $i_{н/л}$ присутствуют постоянные составляющие $a_0 + \frac{a_2}{2}(u_{m1}^2 + u_{m2}^2)$ как результат выпрямляющих свойств нелинейного элемента смесителя;
- в выходном токе $i_{н/л}$ присутствуют составляющие с частотами ω_1 и ω_2 и частотами $(\omega_1 + \omega_2)$, $(\omega_1 - \omega_2)$, $(\omega_1 + \omega_2)$, $(\omega_1 - \omega_2)$;
- введение в полином (1) слагаемого третьего порядка $a_3 u^3$ приводит к появлению в его спектре гармонических составляющих с утроенными частотами, таких как $3\omega_1$, $3\omega_2$, $(2\omega_1 + \omega_2)$, $(2\omega_1 - \omega_2)$, $(\omega_1 + 2\omega_2)$, $(\omega_1 - 2\omega_2)$.

На основании вышеизложенного и выражения (3) можно сделать вывод, что в нелинейном элементе СВЧ-смесителя при воздействии на него двух сигналов с разными частотами появляются сигналы ПЧ, отвечающих выражению (4) вида

$$\omega_{пч} = m\omega_1 \pm n\omega_2, \tag{4}$$

где m и n – целые числа от нуля до бесконечности.

В то же время $m\omega_1$ и $n\omega_2$ есть гармоники частот периодических сигналов ω_1 и ω_2 , которые на нелинейном элементе в соответствии с принципом ряда Фурье разлагаются на гармоники и перемножаются друг с другом. На основании выражения 4 различают следующие преобразования частоты: $\omega_{пч} = \omega_1 + \omega_2$ – верхнее, $\omega_{пч} = \omega_1 - \omega_2$ – нижнее.

В процессе протекания токов сигнала гетеродина с частотой ω_r и сигнала ПЧ через нелинейный элемент происходит прямое преобразование частоты $\omega_{пч} = \omega_c \pm \omega_r$, следовательно, образуется сигнал $\omega_c = \omega_{пч} \pm \omega_r$, который представляет собой обратное преобразование частоты.

В базовых учебниках по радиотехнике [14–15] не затронуты или мало освещены вопросы, касающиеся фазовых соотношений между сигналами, а в ряде формул сдвиги фаз вообще отсутствуют.

Коэффициент передачи смесителя по напряжению определяется как отношение комплексной действующей величины напряжения входного сигнала u_c (подаваемого на смеситель) к величине комплексного действующего напряжения выходного сигнала промежуточной частоты (ПЧ) $u_{пч}$. Для диодных смесителей этот параметр традиционно именуется потерями преобразования и описывается математическим выражением (5).

$$L = 20 \lg \left(\frac{u_{пч}}{u_c} \right) [\text{дБ}]. \quad (5)$$

Коэффициент передачи L (или потери преобразования) представляет собой комплексную величину. Это означает, что он характеризуется не только модулем, но и фазой. Зависимость модулей в диапазоне частот – АЧХ, а зависимость сдвига фаз в диапазоне частот – ФЧХ смесителя.

Как известно [17], для всех четырехполюсников, как радиоэлектронных устройств, созданы системы параметров. В диапазоне СВЧ для характеристики параметров четырехполюсников СВЧ разработаны системы $[T]$ - и $[S]$ -параметров, связывающие сигналы на его входе и выходе.

Система $[T]$ -параметров, или матрица передачи, устанавливает связь между сигналами на входе и выходе СВЧ-четырёхполюсника. В свою очередь, система $[S]$ -параметров, известная как матрица рассеяния, характеризует отношения между сигналами, расходящимися от СВЧ-четырёхполюсника, то есть отражёнными и прошедшими волнами. Эти два подхода предоставляют различные, но

взаимодополняющие перспективы для анализа поведения высокочастотных устройств. Обе матрицы, $[T]$ - и $[S]$ -параметров стали применяться для описания параметров нелинейных СВЧ-устройств. Они, как элементы передающих линий СВЧ характеризуются падающими и отраженными волнами. На рисунке 3 изображен четырехполюсник СВЧ-диапазона.



Рисунок 3 – Четырехполюсник диапазона СВЧ

где a_1, a_2 – волны напряжений, сходящиеся к четырехполюснику; b_1, b_2 – волны напряжений, расходящиеся от четырехполюсника; $a_1 = U_{1\text{пад}}$ – падающая волна на вход четырехполюсника; $a_2 = U_{2\text{отр}}$ – отраженная волна от выхода четырехполюсника; $b_1 = U_{1\text{отр}}$ – отраженная волна от входа четырехполюсника; $b_2 = U_{2\text{пад}}$ – падающая волна на выход четырехполюсника; Z_n – сопротивление нагрузки; ρ_1 и ρ_2 – характеристические сопротивления линии передачи.

Система S-параметров (6)

$$\begin{cases} b_1 = U_{1\text{отр}} = S_{11}U_{1\text{пад}} + S_{12}U_{2\text{отр}} \\ b_2 = U_{2\text{пад}} = S_{21}U_{1\text{пад}} + S_{22}U_{2\text{отр}} \end{cases} \quad (6)$$

Физический смысл S-параметров

$S_{11} = \frac{U_{2\text{пад}}}{U_{1\text{отр}}}$ – коэффициент отражения Γ_1 по входу;

$S_{21} = \frac{U_{1\text{пад}}}{U_{2\text{отр}}}$ – коэффициент передачи четырехполюсника от входа до выхода;

$S_{12} = \frac{U_{2\text{отр}}}{U_{1\text{пад}}}$ – коэффициент передачи четырехполюсника от выхода до входа;

$S_{22} = \frac{U_{1\text{отр}}}{U_{2\text{пад}}}$ – коэффициент отражения Γ_2 выхода четырехполюсника.

Система T-параметров (7)

$$\begin{cases} U_{1\text{пад}} = T_{11}U_{2\text{пад}} + T_{12}U_{2\text{отр}} \\ U_{1\text{отр}} = T_{21}U_{2\text{пад}} + T_{22}U_{2\text{отр}} \end{cases} \quad (7)$$

$$T_{11} = \frac{U_{1\text{пад}}}{U_{2\text{пад}}}; T_{12} = \frac{U_{1\text{пад}}}{U_{2\text{отр}}}; T_{21} = \frac{U_{1\text{отр}}}{U_{2\text{пад}}}; T_{22} = \frac{U_{1\text{отр}}}{U_{2\text{отр}}}.$$

Система T-параметров эквивалент низкочастотной системы [A]-параметров.

Таким образом, физика процесса, характеризующего гетеродинное преобразование частоты, может быть описана при измерениях методом суммы и разности комплексных коэффициентов передачи и отражения с помощью систем [S]- и [T]-параметров. Далее рассмотрим сдвиг фаз, возникающий из-за применения полупроводниковых диодов в смесителях, и докажем необходимость корректировки параметров при использовании рассмотренных гармоник в качестве опорных в системах, подобных системе фазовой автоподстройки частоты.

1.3 Сдвиг фаз гармоник при умножении частоты

Как указано в источнике [13], совокупный фазовый сдвиг $\varphi_{\text{общ}}$, вносимый полупроводниковым смесительным диодом в сигнал промежуточной частоты (ПЧ) в процессе гетеродинного преобразования входного сигнала с частотой ω_1 , формируется как сумма фазовых сдвигов двух составляющих: входного сигнала φ_1 и сигнала гетеродина φ_2 имеющего частоту ω_2 . В случае реализации верхнего преобразования частоты результирующий фазовый сдвиг определяется выражением $\varphi_1 + \varphi_2$. В случае же нижнего преобразования частоты он определяется как разность $\varphi_1 - \varphi_2$. В сигнал ПЧ с частотой $\omega_{\text{ПЧ}}$, также протекающий через смесительный диод, вносится дополнительный фазовый сдвиг $-\Delta\varphi_{\text{ПЧ}}$, определяемый его реактивностями с индуктивностью L_s и барьерной емкостью C_b , в результате чего общий фазовый сдвиг сигнала ПЧ $\varphi_{\text{ПЧобщ}}$ складывается из фазовых сдвигов входного сигнала φ_1 , гетеродина φ_2 и дополнительного фазового сдвига $\Delta\varphi_{\text{ПЧ}}$ и определяется выражением (8)

$$\varphi_{\text{ПЧобщ}} = (\varphi_1 \pm \varphi_2) + \Delta\varphi_{\text{ПЧ}}. \quad (8)$$

Для выяснения причин и последствий возникновения дополнительного фазового сдвига $\Delta\varphi_{\text{ПЧ}}$ проанализируем электрическую схему однодиодного смесителя с эквивалентной схемой полупроводникового смесительного диода, приведенную на рисунке 4 [18].

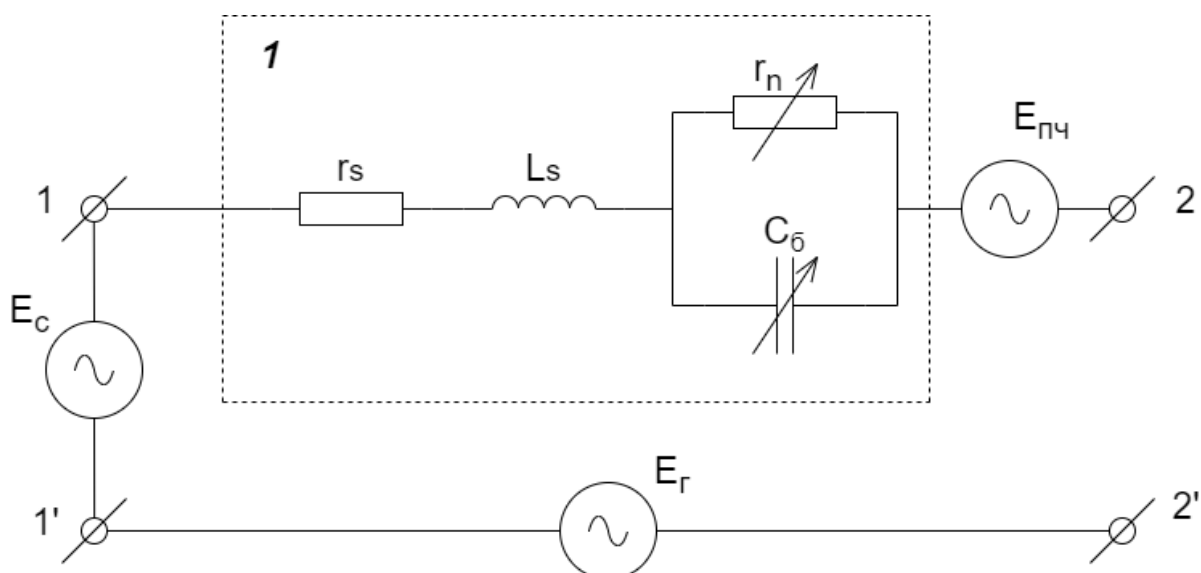


Рисунок 4 – Эквивалентная схема однодиодного смесителя [18]

где 1 – эквивалентная схема полупроводникового смесительного диода, в которой r_s – сопротивление объема полупроводника; 1, 1' – вход смесителя; E_c – ЭДС входного сигнала; L_s – индуктивность объема полупроводника; r_n – активное сопротивление р-п перехода; $C_б$ – барьерная емкость р-п перехода; $E_{пч}$ – эквивалентная ЭДС сигнала ПЧ; 2, 2' – выход смесителя; $E_г$ – ЭДС сигнала гетеродина.

На рисунке 4 комплексное сопротивление смесительного диода Z_d [19] описывается выражением (9) вида

$$Z_d = \frac{r_n \cdot \frac{1}{j\omega C_б}}{r_n + \frac{1}{j\omega C_б}} + j\omega L_s r_s = \frac{r_n + r_s(r_n^2 \omega^2 C_б^2)}{r_n^2 \omega^2 C_б^2 + 1} + j \frac{\omega L_s(r_n^2 \omega^2 C_б^2 + 1) - r_n^2 \omega C_б}{r_n^2 + \omega^2 C_б^2 + 1}. \quad (9)$$

Это сопротивление Z_d вносит сдвиг фаз в протекающие сигналы любых частот ω_1 , в том числе и сигнал ПЧ с частотой $\omega_{пч}$, величина которого рассчитывается по формуле (10), полученной из (9) как отношение ее действительной и мнимой частей,

$$\Delta\varphi_{\text{ПЧ}} = \arctg \frac{\omega_{\text{ПЧ}} L_s (r_n^2 \omega_{\text{ПЧ}}^2 C_6^2 + 1) - r_n^2 \omega_{\text{ПЧ}}^2 C_6^2}{r_n + r_s (r_n^2 \omega_{\text{ПЧ}}^2 C_6^2 + 1)}. \quad (10)$$

Из формулы (3) видно, что сдвиг фаз, вносимый смесительным диодом, должен носить нелинейный характер, так как функция tg в математике принципиально нелинейна и определяется реактивностями L_s и C_6 . При этом если L_s – величина постоянная, независящая от амплитуды сигнала, то величина барьерной емкости C_6 зависит от амплитуды сигнала, приложенного к р-п переходу.

Как показали лабораторные инструментальные исследования абсолютных сдвигов фаз смесительных диодов [20], основную величину этих сдвигов вносит барьерная емкость C_6 р-п перехода.

Комплексное сопротивление р-п перехода Z_n с параллельным соединением емкости C_6 и активного сопротивления Z_n имеет вид:

$$Z_n = \frac{r_n \cdot \frac{1}{j\omega C_6}}{r_n + \frac{1}{j\omega C_6}} = \frac{\frac{r_n}{\omega_{\text{ПЧ}}^2 C_6} + j \frac{r_n}{\omega_{\text{ПЧ}} C_6}}{r_n^2 + \frac{1}{\omega_{\text{ПЧ}}^2 C_6^2}} = \frac{r_n}{r_n^2 \omega_{\text{ПЧ}}^2 C_6^2 + 1} - j \frac{r_n \omega_{\text{ПЧ}} C_6}{r_n^2 \omega_{\text{ПЧ}}^2 C_6^2 + 1}. \quad (11)$$

Таким образом, главным источником переменного сдвига фаз $\Delta\varphi_{\text{ПЧПЕР.}}$ на ПЧ является параллельное соединение барьерной емкости C_6 и барьерного сопротивления r_n р-п перехода, который описывается выражением (11), полученным из (10) как отношение ее действительной и мнимой частей в виде:

$$\arctg(\Delta\varphi_{\text{ПЧПЕР.}}) = -\frac{r_n^2 C_6 \omega_{\text{ПЧ}}}{r_n} = r_n \omega C_6 = 2\pi f r_n. \quad (12)$$

В работе [21] показано, что сдвиг фаз, вносимый барьерной емкостью, есть величина нелинейная. Известно [22–23], что инженерный расчет величины

барьерной емкости – весьма трудоемкий и сложный процесс, требующий знания параметров материала, из которого изготовлен полупроводниковый диод, что известно только заводу-изготовителю.

Для измерения сдвигов фаз также может быть использован нелинейный ВАЦ с системой X-параметров [1, 18–23]. Поэтому в работе [24] рекомендуется использовать формулу (13) для расчета величины барьерной емкости, которая справедлива и для диодов с р-п переходом, и для диодов с барьером Шоттки

$$C_6 = 10^{-12} a_k \left(\frac{1}{\varphi_k - U} \right)^n, \quad (13)$$

где a_k – величина, прямо пропорциональная произведению барьерной ёмкости диода при нулевом смещении на термический потенциал φ_k , численное значение которой зависит от типа используемого диода; U – напряжение, приложенное к р-п переходу или барьеру Шоттки; n – показатель степени, определяемый типом перехода (плавный, ступенчатый и т.п.)

Для иллюстрации поведения барьерной емкости при $U > \varphi_k$ согласно формуле (13) на рисунках 5 и 6 приведены графики в диапазоне изменения приложенного напряжения от 0 до 1В при $n = 1/2$, из которых виден нелинейный характер этой емкости в зависимости от напряжения U , приложенного к р-п переходу или барьеру Шоттки.

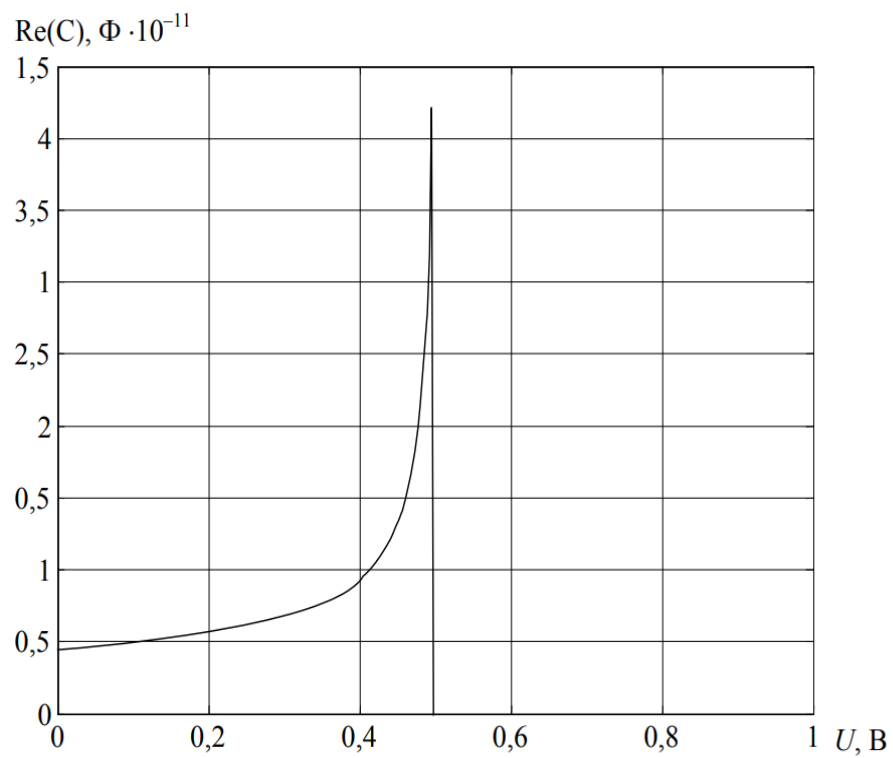


Рисунок 5 – График поведения барьерной емкости
в зависимости от напряжения U согласно формуле 13

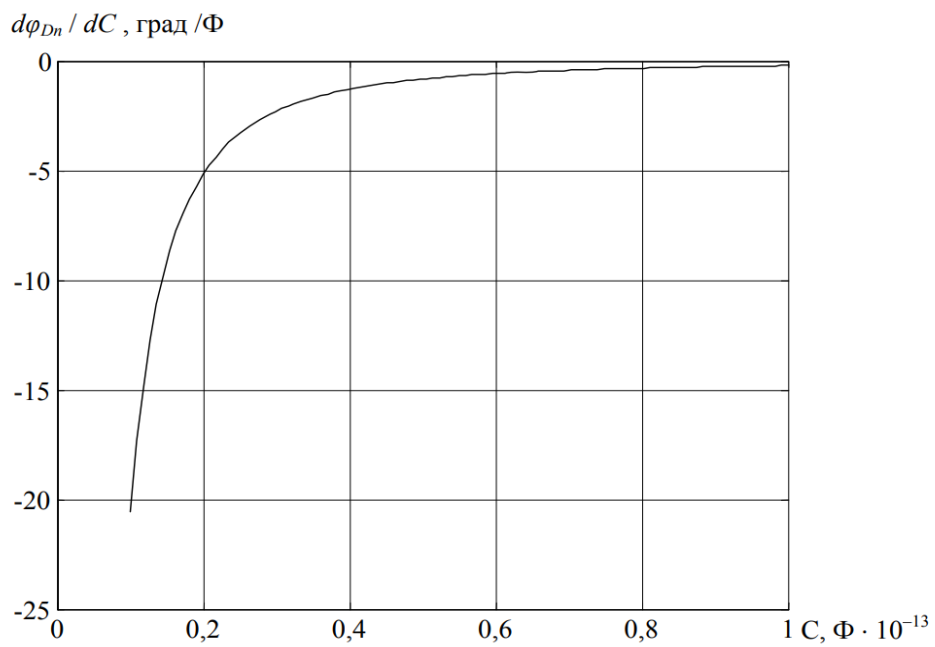


Рисунок 6 – График измерения $\frac{\partial \phi_{Dn}}{\partial C_6}$

Анализ показал, что, когда полупроводниковые диоды используются для умножения частоты, фазовый сдвиг получаемых гармоник не совпадает напрямую с произведением номера гармоники на фазовый сдвиг исходного сигнала. Это означает, что для достижения высокой точности измерений или надёжной синхронизации потребуется дополнительная фазовая коррекция.

1.4 Способ суммы и разности, способ определения сдвигов фаз четырёхполюсников с преобразованием частоты

В России, как сказано в разделе 1.1, впервые в мире был представлен способ суммы разности [4–5], который заключается в измерении суммы и разности комплексных коэффициентов передачи [24], то есть комплексных модулей и сдвигов фаз сигналов, соединяемых последовательно и параллельно СВЧ-смесителей.

На рисунке 7 представлена структурная схема устройства, разработанного для реализации предложенного измерительного метода. Данная конфигурация включает в себя ряд ключевых компонентов, обеспечивающих его функциональность. Центральным элементом системы является СВЧ-генератор 1, отвечающий за создание сигналов с частотой ω_1 , управление потоком сигналов по различным трактам обеспечивается целым рядом переключателей, обозначенных номерами от 2 до 8. Важную функцию в процессе преобразования частоты выполняет СВЧ-гетеродин 9, который вырабатывает сигнал с частотой ω_2 . В составе устройства также присутствуют опорный СВЧ-смеситель 10 и дополнительный смеситель 11, которые взаимодействуют с испытуемым СВЧ-смесителем 12. Для прецизионного определения фазовых соотношений используется фазометр 13. Кроме того, предусмотрены специальные контакты 14, 15, и 16 для удобного присоединения испытуемого СВЧ-смесителя. Важно

отметить, что в качестве фазометра применяется измеритель комплексных коэффициентов передачи [24], что подчеркивает комплексный характер измерительных возможностей системы.

Устройство, представленное на рисунке 7, функционирует в трёх режимах [25], каждый из которых выполняет отдельную задачу. В первом режиме осуществляется калибровка измерительной системы, в ходе которой производится выравнивание электрических длин трактов на частотах испытательного СВЧ-сигнала ω_1 поступающего от генератора испытательных сигналов 1, и сигнала СВЧ-гетеродина 9 с частотой ω_2 . Кроме того, в рамках данного режима выполняется маркировка одного из входов фазометра 13 по полярности регистрируемого фазового сдвига, что обеспечивает корректную интерпретацию измеренных фазовых значений. При калибровке переключатели 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 устанавливаются в первое положение их подвижных контактов, вместо испытуемого СВЧ-смесителя 12 к контактам 14, 15, 16 присоединяют СВЧ-смеситель по параметрам подобный опорному СВЧ-смесителю 10 и выравнивают электрические длины трактов от контакта 15 и третьего выхода опорного СВЧ-смесителя 10 к первому и второму входам фазометра 13, добиваясь его нулевых показаний.

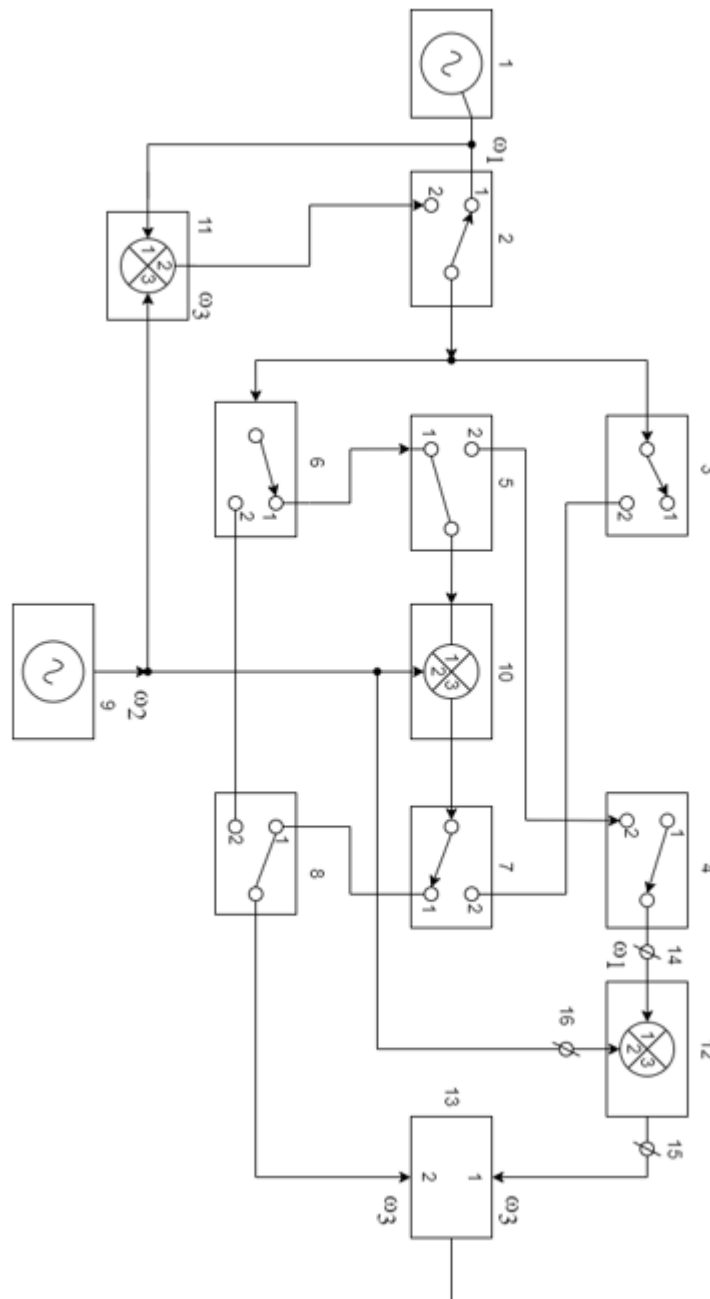


Рисунок 7 – Структурная схема устройства для измерения истинного сдвига фаз

Затем определяют маркировку входов фазометра 13 для выявления полярности фазового сдвига регистрируемого фазометра 13 при подаче на один из его входов сигнала с известным фазовым сдвигом. Если знак разности фаз на информационном табло индикатора фазометра 13 имеет отрицательное значение, то этот вход фазометра выбирают в качестве опорного и его условно принимают в качестве входа с отрицательным знаком фазового сдвига на табло фазометра 13. В

случае если фазовый сдвиг разности фаз на табло фазометра 13 положительный, то входы фазометра 13 необходимо поменять местами.

Во втором режиме работы устройства [25] мы измеряем разницу фазовых сдвигов между испытуемым и опорным СВЧ-смесителями. Для этого подвижные контакты переключателей 2, 3, 4, 5, 6, 7 и 8 устанавливаются в их первое положение. К контактам 14, 15 и 16 подключается испытуемый СВЧ-смеситель 12. Далее на первые входы как исследуемого СВЧ-смесителя 12, так и опорного СВЧ-смесителя 10 подаётся сигнал с частотой ω_1 , описываемый выражением $u_1 = u_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$. Одновременно на вторые входы указанных смесителей поступает сигнал с частотой ω_2 от СВЧ-гетеродина 9, имеющий вид $u_2 = u_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$. Важно отметить, что из-за набег фаз в тракте прохождения сигнала, на входе исследуемого СВЧ-смесителя сигнал u_1 имеет вид $u_1 = u_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi'_1)$. Аналогично, на входе опорного СВЧ-смесителя сигнал u_2 принимает вид $u_2 = u_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi'_2)$.

На выходе опорного СВЧ-смесителя 10 выделяют сигналы ПЧ вида (14)

$$u_3 = u''_{m3} \cos[(\omega_1 - \omega_2) t + \varphi''_1 + \varphi''_2 - \Delta\varphi_0], \quad (14)$$

где u''_{m3} – амплитуда на выходе опорного СВЧ-смесителя 10; $\Delta\varphi_0$ – фазовый сдвиг, который опорный СВЧ-смеситель 10 вносит в фазу сигнала промежуточной частоты (ПЧ).

Путем сравнения сигналов промежуточной частоты на выходе испытуемого СВЧ-смесителя 12 (15)

$$u'_3 = u'_{m3} \cos[(\omega_1 - \omega_2) t + \varphi'_1 - \varphi'_2 + \Delta\varphi_x] \quad (15)$$

и сигнала на выходе опорного СВЧ-смесителя 10 (16)

$$u''_3 = u''_{m3} \cos[(\omega_1 - \omega_2) t - \varphi'_1 - \varphi'_2 + \Delta\varphi_0] \quad (16)$$

с помощью фазометра 13 вычисляют разность сдвигов фаз в виде (17)

$$A = Kf(u'_3 u''_3) = \varphi'_1 - \varphi'_2 + \Delta\varphi_x - \Delta\varphi_0 + \varphi''_1 - \varphi''_2, \quad (17)$$

и между испытуемым 12 и опорным 10 СВЧ-смесителями в виде (18)

$$A = Kf(u'_3 u''_3) = \Delta\varphi_x - \Delta\varphi_0 \quad (18)$$

где K – коэффициент пропорциональности.

В третьем режиме [25] измеряют совокупность фазового смещения испытуемого СВЧ-смесителя 12 и опорного СВЧ-смесителя 10. Для осуществления этого режима измерений, опорный СВЧ-смеситель включается в обратном направлении. В нём, при участии сигнала промежуточной частоты (ПЧ) от генератора сигналов ПЧ 11, формируется сигнал с частотой ω_3 . Этот процесс происходит путём смешивания сигналов с частотами ω_1 и ω_2 согласно формуле $\omega_1 - \omega_2 = \omega_3$. Сформированный таким образом сигнал подаётся на правый (сигнальный) вход испытуемого СВЧ-смесителя 13. Одновременно на его второй, гетеродинный вход подаётся сигнал с частотой ω_2 формируемый гетеродином 9. Взаимодействие этих двух сигналов инициирует процесс гетеродинного преобразования частоты – ключевой механизм, лежащий в основе функционирования всего устройства. В результате этого преобразования на выходе смесителя формируется сигнал промежуточной частоты (ПЧ), частота которого определяется выражением $\omega_3 = \omega_1 - \omega_2$. Полученный сигнал ПЧ далее подаётся непосредственно на первый вход фазометра 1 для последующего амплитудно-фазового анализа. Одновременно с этим, на фазометр подаётся и эталонный сигнал с частотой ω_3 генерируемый генератором ПЧ 11. Передача эталонного сигнала осуществляется через переключатели 2, 6 и 8, при условии, что их подвижные контакты установлены во второе положение. Эта конфигурация обеспечивает подачу необходимого опорного сигнала для корректного измерения фазовых

характеристик. Фазометр 13 в этой системе регистрирует сумму сдвигов фаз между испытуемым СВЧ-смесителем 12 и опорным СВЧ-смесителем 10. На основе этих данных формируется уравнение суммы сдвигов фаз, которое можно выразить как $B = \Delta\varphi_x + \Delta\varphi_0$.

Решая систему уравнений (19)

$$\begin{cases} A = \Delta\varphi_x + \Delta\varphi_0 \\ B = \Delta\varphi_x - \Delta\varphi_0 \end{cases} \quad (19)$$

вычисляют истинный сдвиг фаз испытуемого СВЧ-смесителя 12 по формуле (20)

$$\Delta\varphi_x = \frac{A + B}{2}, \quad (20)$$

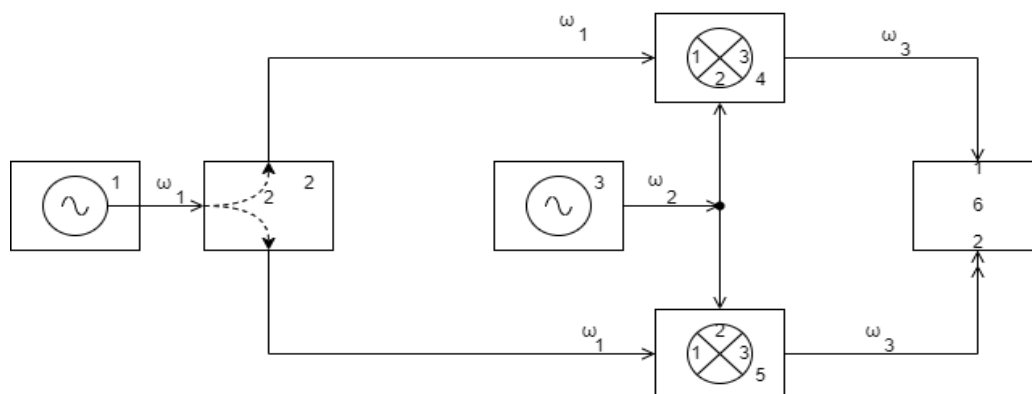
и опорного СВЧ-смесителя 10 по формуле (21)

$$\Delta\varphi_0 = \frac{A - B}{2}. \quad (21)$$

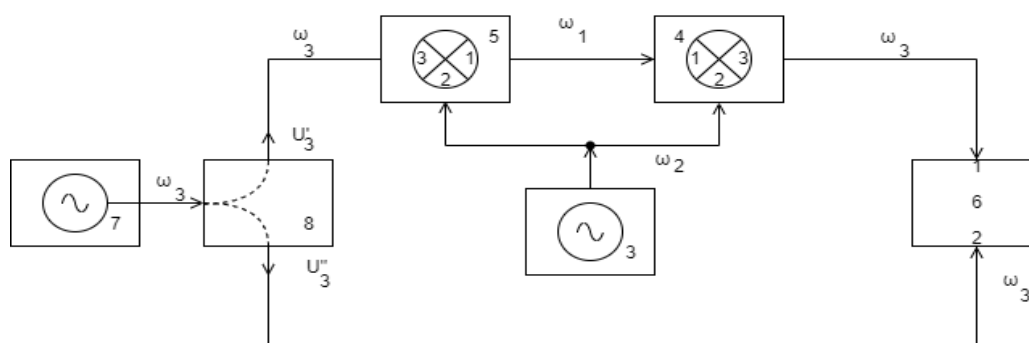
Метод «суммы и разности» также применим для расчёта коэффициентов передачи, характеризующих потери преобразования в исследуемом СВЧ-смесителе 12 и опорном СВЧ-смесителе 10, реализованных в виде четырёхполюсников с преобразованием частоты [5].

1.5 Способ определения коэффициентов передачи четырёхполюсников с преобразованием частоты

Функциональные схемы измерения коэффициентов передачи четырёхполюсников с преобразованием частоты способом суммы и разности представлены на рисунке 8.



А – измерение разности коэффициентов передачи



Б – измерение суммы коэффициентов передачи

Рисунок 8 – Схемы измерения способом суммы и разности коэффициентов передачи четырехполюсников с преобразованием частоты

На Рисунке 8А представлено устройство, разработанное для определения разности коэффициентов передачи СВЧ-смесителей. В его состав входит генератор испытательных СВЧ-сигналов 1, который выдаёт частоту ω_1 , а также делитель сигнала 2. Кроме того, схема включает СВЧ-гетеродин 3, испытуемый СВЧ-смеситель 4, опорный СВЧ-смеситель 5 и двухканальный индикатор отношений 6. В свою очередь, Рисунок 8Б иллюстрирует конфигурацию, предназначенную для измерения суммы коэффициентов передачи СВЧ-смесителей. Эта схема отличается наличием генератора сигналов ПЧ 7, работающего на частоте ω_3 . При

этом испытуемый СВЧ-смеситель 4, опорный СВЧ-смеситель 5, а также индикатор отношений 6 остаются неизменными элементами, идентичными тем, что использовались в предыдущей конфигурации схемы. Таким образом, представленные схемотехнические решения реализуют различные подходы к анализу характеристик СВЧ-смесителей, позволяя оценивать их параметры при различных режимах включения. Кроме того, здесь задействованы СВЧ-гетеродин 3 с частотой ω_2 и делитель сигнала ПЧ 8. Способ измерения осуществляется следующим образом. Первоначально в соответствии с методикой метрологической аттестации [26] выполняется процедура юстировки индикатора отношений 6, функциональное назначение которого заключается в осуществлении векторной операции вычитания модулей комплексных амплитуд электромагнитных колебаний, подаваемых на его входные порты [19]. Ключевая задача калибровки заключается в определении знака разности на частоте ω_3 , найденный в последствии вычитания амплитуд входных сигналов для определения каналов, выполняющих функции уменьшаемого и вычитаемого. С этой целью на входные порты каналов индикатора отношений 6 посредством равноплечного удлинителя подают сигнал с частотой ω_3 . Затем последовательно вводят в каждый из каналов фиксированную величину ослаблений и, переключая входные порты индикатора отношений 6, достигают режима субтракции амплитудных значений: сигнальная составляющая вычитается из опорной. Процедуру калибровки выполняют индивидуально для каждого экземпляра оборудования на этапе его заводской приемки.

Процесс измерения осуществляется в два последовательных этапа. Первичная стадия реализуется в соответствии с функциональной схемой, детально представленной на рисунке 8А.

Одновременно с подачей основного сигнала, гетеродин 3 направляет сигналы с частотой ω_2 на вторые, или гетеродинные, входы обоих смесителей. Это распределение сигналов является ключевым для последующего анализа. В испытуемом СВЧ-смесителе 4 происходит преобразование входного сигнала $u_1 = u_{m1} \sin \omega_1 t$. Это преобразование осуществляется с помощью гетеродинного

сигнала $u_2 = u_{m2} \sin \omega_2 t$. В результате данного процесса формируется сигнал промежуточной частоты (ПЧ) ω_3 , который определяется как $\omega_1 - \omega_2 = \omega_3$. Стоит отметить, что также возможно преобразование в $\omega_1 + \omega_2$. Преобразованный сигнал, формируемый на третьем выходе испытуемого СВЧ-смесителя 4, подаётся на первый вход индикатора отношений 6. Одновременно аналогичный сигнал, формируемый на третьем выходе опорного СВЧ-смесителя 5, поступает на второй вход того же индикатора. Такая конфигурация создаёт необходимые условия для прямого сравнения параметров сигналов, что обеспечивает выполнение измерений в полном соответствии с заданной методикой и гарантирует высокую точность получаемых результатов.

Сигнал с выхода испытуемого СВЧ-смесителя имеет вид (22)

$$u'_3 = -\frac{u_{m1}}{2} K_x \sin(\omega_1 - \omega_2)t = -\frac{u_{m1}}{2} K_x \sin \omega_3 t, \quad (22)$$

где u'_3 – сигнал на выходе испытуемого СВЧ-смесителя; u_{m1} – амплитуда сигнала выходе испытуемого СВЧ-смесителя; K_x – коэффициент передачи данного СВЧ-смесителя.

Сигнал выхода опорного СВЧ-смесителя имеет вид (23)

$$u''_3 = -\frac{u_{m1}}{2} K_0 \sin(\omega_1 - \omega_2)t = -\frac{u_{m1}}{2} K_0 \sin \omega_3 t, \quad (23)$$

где u''_3 – сигнал на выходе опорного СВЧ-смесителя; u_{m1} – амплитуда сигнала на выходе опорного СВЧ-смесителя; K_0 – коэффициент передачи данного СВЧ-смесителя.

В индикаторе отношений 6, входящий сигнал от СВЧ-смесителя 5 (поступающий на его второй порт) функционально является вычитаемым. Соответственно, этот сигнал вычитается из выходного сигнала, генерируемого СВЧ-смесителем 4. Таким образом, сигнал с СВЧ-смесителя 4 играет роль уменьшаемого в процессе по определению разности сигналов.

Для того чтобы увеличить диапазон измеряемых амплитуд сигналов в индикаторах отношений, применяется логарифмирование. При использовании этой техники, процесс измерения разности коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, выраженных в децибелах, описывается уравнением (24)

$$\Delta A = 20 \lg \left(\frac{u'_3}{u''_3} \right) = 20 \lg(u'_3) - 20 \lg(u''_3) = K_{x_{db}} - K_{0_{db}}. \quad (24)$$

На втором этапе находят сумму коэффициентов передачи испытуемого 4 и опорного 5 СВЧ-смесителей согласно второй схеме на рисунке 8. При этом опорный СВЧ-смеситель 5 включают в обратном направлении так, что сигнал с частотой ω_3 подают на его третий вход. Такое включение возможно, так как присоединение сигнала ω_2 гетеродина 3 к опорному СВЧ-смесителю 5, который определит его режим работы, остается неизменным по сравнению с первым режимом работы. При этом известно [14], что в режиме преобразования частоты смеситель представляет собой линейный четырехполюсник.

Сигнал u_3 с частотой ω_3 выражается как (25)

$$u_3 = u_{m3} \sin(\omega_2 t). \quad (25)$$

С помощью делителя 8 сигнал u_3 делят и подают сигнал u'_3 на третий выход опорного СВЧ-смесителя 5, а другой сигнал u''_3 подают на второй опорный вход индикатора отношений 6. После опорного СВЧ-смесителя 5 сигнал u'''_3 описывается выражением (26)

$$u'''_3 = K_x \frac{u'''_{m1}}{2} \sin((\omega_2 + \omega_3)t) = K_x \frac{u'''_{m1}}{2} \sin(\omega_1 t), \quad (26)$$

с частотой ω_1 , равной частоте испытательного сигнала генератора испытательных сигналов 1 на рисунке 8А, который поступает на первый вход испытуемого СВЧ-смесителя 4. После преобразования частоты сигнал на его третьем выходе имеет вид (27)

$$u_3'''' = K_x K_0 \frac{u_{m1}''''}{2} \sin((\omega_1 - \omega_2)t) = K_x K_0 \frac{u_{m1}''''}{2} \sin(\omega_3 t), \quad (27)$$

где u_3'''' – сигнал с частотой ω_3 на выходе испытуемого СВЧ-смесителя; K_x – коэффициент передачи испытуемого СВЧ-смесителя; K_0 – коэффициент передачи опорного СВЧ-смесителя.

После прохождения сигнала через делитель 8 происходит выравнивание амплитуд сигналов u_3' и u_3'' . Далее с использованием индикатора отношений 6 осуществляется измерение суммарного коэффициента передачи, соответствующего последовательному включению испытуемого СВЧ-смесителя 4 и опорного СВЧ-смесителя 5. Данное измерение выполняется в соответствии с выражением, представленным в формуле (28)

$$\Sigma A = 20 \lg \left(\frac{u_3''''}{u_3'''} \right) = 20 \lg(u_3''') - 20 \lg(u_3''') = K_{x\,db} + K_{0\,db}, [\text{дБ}] \quad (28)$$

где ΣA – сумма коэффициентов передачи испытуемого 4 и опорного 5 СВЧ-смесителей.

При определении как суммарных, так и дифференциальных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, мы приходим к формированию системы уравнений, описанной в виде (29),

$$\begin{cases} \Delta A = K_x - K_0 \\ \Sigma A = K_x + K_0 \end{cases} \quad (29)$$

решая которую находят коэффициенты передачи и отражения, выраженные в децибелах следующими уравнениями, с учетом знаков слагаемых, (30–31):

$$K_x = \frac{\Delta A + \sum A}{2}, \quad (30)$$

$$K_0 = \frac{\Delta A - \sum A}{2}. \quad (31)$$

При разработке и создании прибора для измерения параметров СВЧ-смесителей было признано целесообразным в одном приборе реализовать сразу оба способа измерений модуля и фазы комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей [19].

Как уже было отмечено, в рамках данного исследования, проведенного на физико-техническом факультете КубГУ, были разработаны и созданы образцы макетов приборов. Основой для их создания послужил подробно изложенный ранее метод суммы и разности, а также разработки, защищённые авторскими свидетельствами-[4–5]. Учитывая новизну предложенных способов, которые еще не использовались и не были зафиксированы в научной литературе [7], несомненный научный интерес представляет рассмотрение и анализ путей построения таких измерительных устройств, которые в дальнейшем будем называть в том числе и макетами приборов.

1.6 Описание и анализ реализации построения способом суммы и разности одного из первых вариантов измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей

Перед тем как перейти к непосредственному описанию реализации одного из ранних вариантов измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, основанного на методе суммы и разности, необходимо внести следующие важные пояснения. При осуществлении измерения суммы коэффициентов передачи двух СВЧ-смесителей — испытуемого и опорного — критически важно обеспечить их последовательное соединение. Это соединение должно быть реализовано либо через их СВЧ-входы, либо через ПЧ-выходы, в зависимости от выбранной конфигурации измерительной схемы.

При соединении входами СВЧ, как следует из структурных схем на рисунке 9, испытательный сигнал от генератора испытательных СВЧ-сигналов подают на входы испытуемого и опорного СВЧ-смесителей через делитель СВЧ. В результате этого сигналы ПЧ и их гармоники, образованные в этих смесителях, могут проходить от одного смесителя, в котором они образованы, в другой смеситель, в котором они являются уже паразитными. Решение этой задачи осуществляется применением вместо делителя СВЧ-переключателя, который позволяет поочередно присоединять генератор испытательных СВЧ-сигналов только к одному из двух СВЧ-смесителей, надежно изолируемых от паразитных сигналов.

Структурная схема построения первого варианта измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей способом суммы и разности приведена на рисунке 9.

Применение ВАЦ в качестве источника испытательных сигналов СВЧ позволило соединять испытуемый и опорный СВЧ-смеситель совместно их выходами ПЧ, исключив тем самым необходимость применения генератора ПЧ и необходимость коммутации смесителей для реализации измерений в двух режимах

способа суммы и разности, позволяя оставлять их постоянно присоединенными к выходным портам ВАЦ (рис. 9).

Измерительная система построена на основе двух ключевых компонентов: векторного анализатора цепей (ВАЦ) 1, реализованного по стандартной архитектуре [11], и двухканального супергетеродинного приёмника 2. В составе ВАЦ 1 функционирует ряд взаимосвязанных узлов, включая генератор испытательных СВЧ-сигналов 3, задача которого заключается в формировании тестовых сигналов, необходимых для проведения измерений с требуемой точностью. Также присутствует переключатель 4, который осуществляет маршрутизацию этих сигналов. Ключевым элементом является векторный вольтметр 5, без которого невозможно представить процесс измерения. Кроме того, ВАЦ включает вторичные каналы направленных ответвителей (НО) 1, 2, 3, 4, которые сконфигурированы по схеме рисунка 8А.

Двухканальный супергетеродинный приемник 2 состоит из: гетеродина СВЧ 6; делителя сигналов 8; испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей; переключателей 10, 11, 12; смесителя ПЧ 13; фазочувствительного измерителя отношений сигналов 14; компьютера 15; смесителя ФАПЧ 16; фазового детектора 17; блока опорных частот 18.

Прибор работает в двух режимах: измерений суммы и разности модулей и сдвигов фаз модулей и сдвигов фаз комплексных коэффициентов передачи (в дальнейшем просто коэффициентов передачи), учитывая их комплексный характер СВЧ-устройств с преобразованием частоты смесителей СВЧ.

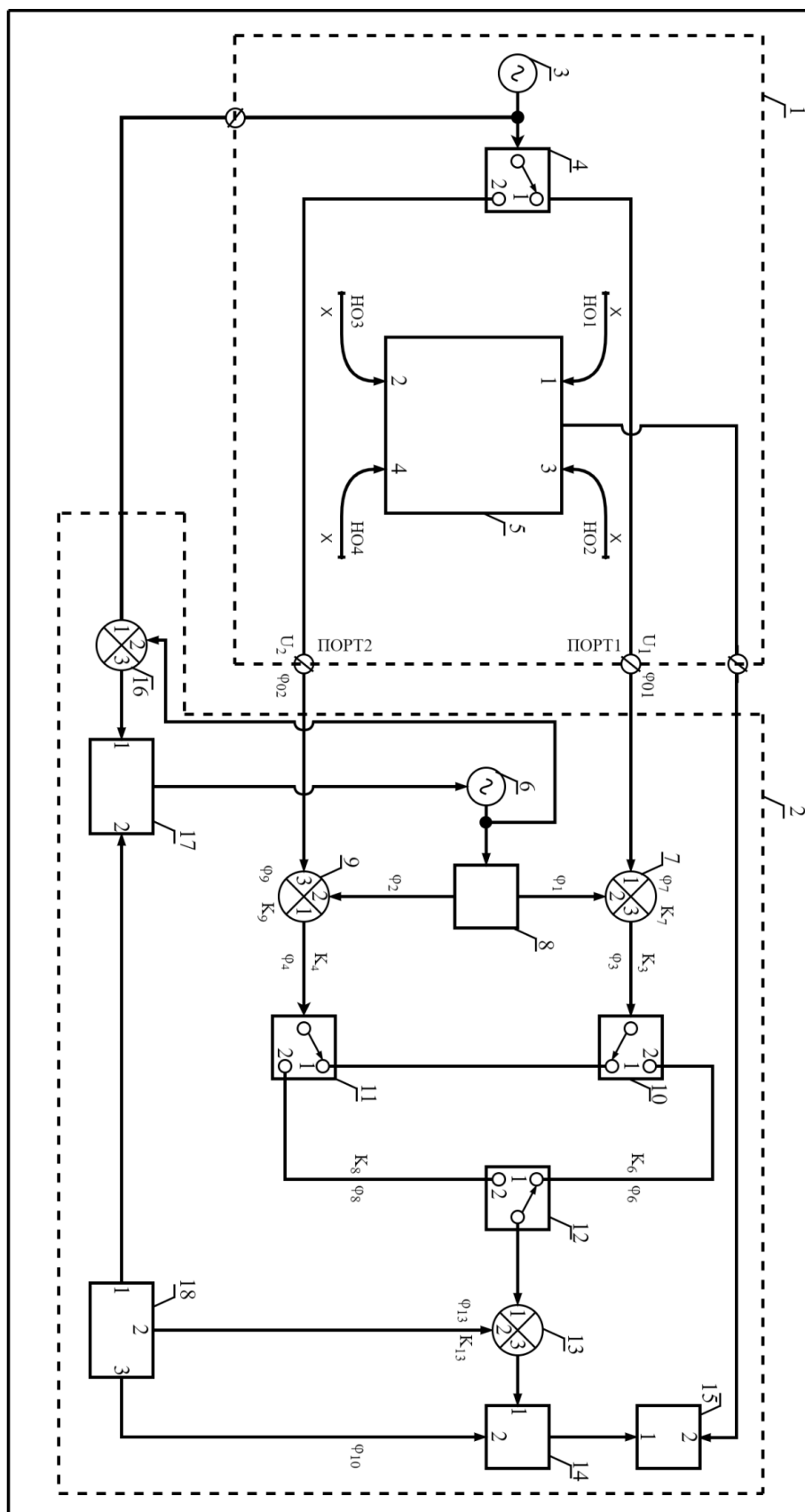


Рисунок 9 – Структурная схема первого варианта измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей способом суммы и разности

В режиме измерения суммы коэффициентов передачи испытательный СВЧ-сигнал с частотой f_1 , формируемый СВЧ-генератором 3, поступает на первый вход испытуемого СВЧ-смесителя 7. Перед этим сигнал проходит через переключатель каналов 4, установленный в первое положение, и далее — через первый порт векторного анализатора цепей (ВАЦ) 1. Внутри смесителя 7 происходит смешивание входного сигнала с гетеродинным сигналом частоты f_2 , подаваемым на его второй вход от СВЧ-гетеродина 6. В результате данного взаимодействия на выходе испытуемого смесителя формируется сигнал первой промежуточной частоты (ПЧ) $f_{пч1}$ определяемый соотношением $f_1 - f_2 = f_{пч1}$. Сигнал первой промежуточной частоты, снимаемый с третьего выхода испытуемого СВЧ-смесителя 7, через последовательно включённые переключатели 10 и 11, установленные в первое положение, направляется на третий вход опорного СВЧ-смесителя 9. Одновременно на его второй, гетеродинный вход подаётся сигнал с частотой f_2 , сформированный гетеродином 6 и поданный через делитель 8. В опорном смесителе 9 осуществляется обратное преобразование частоты по выражению $f_2 = f_1 - f_{пч1}$. В результате на выходе опорного смесителя восстанавливается сигнал с частотой, равной исходной частоте испытательного СВЧ-сигнала f_1 , который далее поступает на второй порт векторного анализатора цепей (ВАЦ) 1.

Векторный вольтметр 5, являющийся ключевым компонентом векторного анализатора цепей (ВАЦ) 1, осуществляет критически важное сравнение комплексных амплитуд сигналов. Эти сигналы поступают из разных частей измерительной цепи: один — со вторичного канала направленного ответвителя (НО) 1 на первый вход ВАЦ, а другой — со вторичного канала НО 4 на четвёртый вход ВАЦ. При этом сигналы проходят через первый и второй порты ВАЦ. Следует особо отметить, что анализируемые сигналы содержат информацию о суммарных значениях модулей и фазовых сдвигов комплексных коэффициентов передачи. Как модуль, так и совокупный фазовый сдвиг отражают интегральное влияние параметров испытуемого СВЧ-смесителя 7 и опорного СВЧ-смесителя 9, что позволяет проводить обобщённую оценку их характеристик в рамках выбранной

схемотехнической конфигурации. Это позволяет осуществлять комплексную оценку их характеристик в рамках заданной схемотехнической конфигурации измерительной системы. Следует особо отметить, что эти два ключевых компонента интегрированы в измерительную цепь в последовательной конфигурации. Векторный вольтметр 5 тщательно регистрирует и обрабатывает полученные данные как отдельные, независимые величины, обеспечивая таким образом всесторонний анализ. После этого данные передаются на вход векторного вольтметра 5 через первый разъём ВАЦ, а затем на второй вход двухканального супергетеродинного приёмника 2, который в свою очередь подключён к компьютеру 15 для дальнейшей обработки и анализа.

При разработке данного измерительного макета была учтена необходимость работы с различными типами СВЧ-смесителей, каждый из которых может иметь свои уникальные промежуточные частоты (ПЧ) [5]. Чтобы обеспечить максимальную гибкость и точность измерений, первая промежуточная частота ($f_{пч1}$) была реализована как переменная величина. Её диапазон регулируется благодаря интегрированной системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Данная система выполняет функцию связующего звена между генератором испытательных СВЧ-сигналов 3 и СВЧ-гетеродином 6, обеспечивая их синхронную работу и частотную стабильность посредством применения схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Работа схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) активируется в момент перевода подвижного контакта переключателя 4 в первое положение. В этот момент сформированный генератором 3 (входящим в состав ВАЦ 1) СВЧ-сигнал с частотой f_1 , подаётся через первый порт ВАЦ на первый вход испытуемого СВЧ-смесителя 7. Внутри испытуемого СВЧ-смесителя 7 реализуется ключевой этап обработки: входной испытательный сигнал подвергается преобразованию в сигнал первой промежуточной частоты $f_{пч1}$. Это преобразование реализуется в соответствии с выражением $f_{пч1} = (f_1 - f_2)$, где f_1 – частота испытательного сигнала, а f_2 – частота, формируемая гетеродином 6. Указанный процесс становится возможным благодаря точной фазовой и частотной синхронизации между взаимодействующими сигналами. Сигнал первой

промежуточной частоты $f_{пч1}$ формируемый на третьем выходе смесителя 7, последовательно проходит через переключатели 10 и 12, подвижные контакты которых установлены в первое положение. После этого сигнал поступает на первый вход смесителя 13, где осуществляется его дальнейшее преобразование в рамках заданной схемы обработки. На его второй вход одновременно подаётся вспомогательная частота $f_{пч3}$, определяемая выражением $f_{пч3} = (f_{пч1} + f_{пч2})$ и формируемая блоком опорных частот 18. В результате взаимодействия сигналов в смесителе 13 происходит преобразование частоты, приводящее к получению второй, постоянной промежуточной частоты $f_{пч2}$ по выражению $[(f_{пч1} + f_{пч2}) - f_{пч1}] = f_{пч2}$. Этот стабильный сигнал с третьего выхода смесителя 13 затем направляется непосредственно на первый вход измерителя отношений сигналов 14, где он будет подвергнут дальнейшему анализу.

Информация о модуле и фазе испытуемого СВЧ-смесителя, содержащаяся в дважды преобразованном испытательном сигнале, записывается в компьютер 15. Эти данные поступают непосредственно с выхода измерителя отношений сигналов 14, подключаясь к первому входу компьютера для дальнейшей обработки и анализа.

Измерения модуля и фазового опорного смесителя 9 аналогично выше описанному процессу для испытуемого смесителя 7 при втором положении подвижных контактов переключателей 4, 11, 12. Данные измерений, касающиеся модуля и фазы опорного СВЧ-смесителя 9, поступают с выхода фазочувствительного измерителя отношений сигналов 14 и немедленно фиксируются в компьютере 15, который, по сути, выполняет функцию компаратора. Важно отметить, что при проведении отдельных измерений модуля и фазового сдвига коэффициентов передачи как испытуемого СВЧ-смесителя 7, так и опорного СВЧ-смесителя 9, используется единый, общий источник опорного сигнала. Этот сигнал, обозначенный как $f_{пч2}$, генерируется в блоке опорных частот 18, обеспечивая необходимую синхронизацию и стабильность для точных вычислений. Наличие этого общего опорного сигнала позволяет выполнить операцию вычитания в компьютере 15. В результате этой операции получается

разность комплексных коэффициентов передачи между испытуемым 7 и опорным 9 СВЧ-смесителями.

Далее необходимо рассмотреть теоретические основы измерений, основанных на применении метода «суммы и разности», а также проанализировать характер возникающих погрешностей, связанных с совместным подключением входов СВЧ-смесителей. Введём следующие обозначения: K_7 – модуль комплексного коэффициента передачи испытуемого СВЧ-смесителя 7, K_9 – модуль коэффициента передачи опорного СВЧ-смесителя 9 [19], соответствующие фазовые сдвиги обозначим как φ_7 и φ_9 , соответственно.

В памяти компьютера 15 имеются измеренные ранее вольтметром 5 ВАЦ 1 произведение (сумма, если в децибелах) модулей коэффициентов передачи испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей, соединенных последовательно, в виде $\Sigma K = K_7 \cdot K_9$ и сумма сдвигов фаз $\Sigma \varphi = \varphi_7 + \varphi_9$. Также в памяти компьютера содержатся полученные измерителем отношений 14 величины отношений модулей коэффициентов передачи испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей в виде $\Delta K = \frac{K_7}{K_9}$ и величины разности сдвигов фаз в виде $\Delta \varphi = \varphi_7 - \varphi_9$ [27]. В этом же компьютере 15 составляют системы уравнений для коэффициентов передачи вида (32)

$$\begin{cases} \Sigma K = K_7 \cdot K_9 \\ \Delta K = \frac{K_7}{K_9} \end{cases}, \quad (32)$$

и сдвигов фаз вида (33)

$$\begin{cases} \Sigma \varphi = \varphi_7 + \varphi_9 \\ \Delta \varphi = \varphi_7 - \varphi_9 \end{cases}, \quad (33)$$

решая которые находят модуль коэффициента передачи K_7 и истинный сдвиг фаз φ_7 испытуемого СВЧ-смесителя 7 и опорного смесителя 9 в виде (34–36)

$$K_7 = \sqrt{\Delta K \cdot \Sigma K}, \quad (34)$$

$$\varphi_7 = \frac{\Delta\varphi + \Sigma\varphi}{2}, \quad (35)$$

$$\varphi_9 = \frac{\Sigma\varphi - \Delta\varphi}{2}. \quad (36)$$

Для анализа электрических связей, имеющих место в двухканальном супергетеродинном приемнике 2, на рисунке 10 представлен его общий граф [28], состоящий из графов испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей, графа гетеродина 8, графа смесителя ПЧ 13 и измерителя отношений 14 в виде восьмиполюсников и графа компьютера 15. Графы на рисунке 10 имеют нумерацию, идентичную структурной схеме на рисунке 9. Источник сигналов гетеродинов 6 с частотой f_2 и когерентных источников сигналов от блока опорных частот 18 представлены в виде отдельных источников с соответствующими частотами.

В режиме измерения суммы комплексные коэффициенты передачи опорного и исследуемого СВЧ-смесителей, соединенных последовательно, которые соответствуют определенным элементам S-матрицы, представлены путями S_{57} и S_{75} на рисунке 10. a_n и b_n – соответственно входные и выходные порта 2n-полюсника. В режиме измерения разности пути их соединения с общим для них смесителем ПЧ 13 представлены штриховыми линиями путей S_{61} и S_{16} для испытуемого 7 и S_{71} , S_{17} для опорного СВЧ-смесителей. На графе приведены обозначения фазовых сдвигов путей, соединяющих испытуемый и опорный смесители.

Известно [29], что любой процесс измерений коэффициентов передачи четырехполюсников СВЧ вообще и устройств, содержащих преобразование частоты в частности, по методике S-параметров матрицы рассеяния, требует

предварительной калибровки средств измерений с целью исключения влияния на результаты измерений его собственных S-параметров.

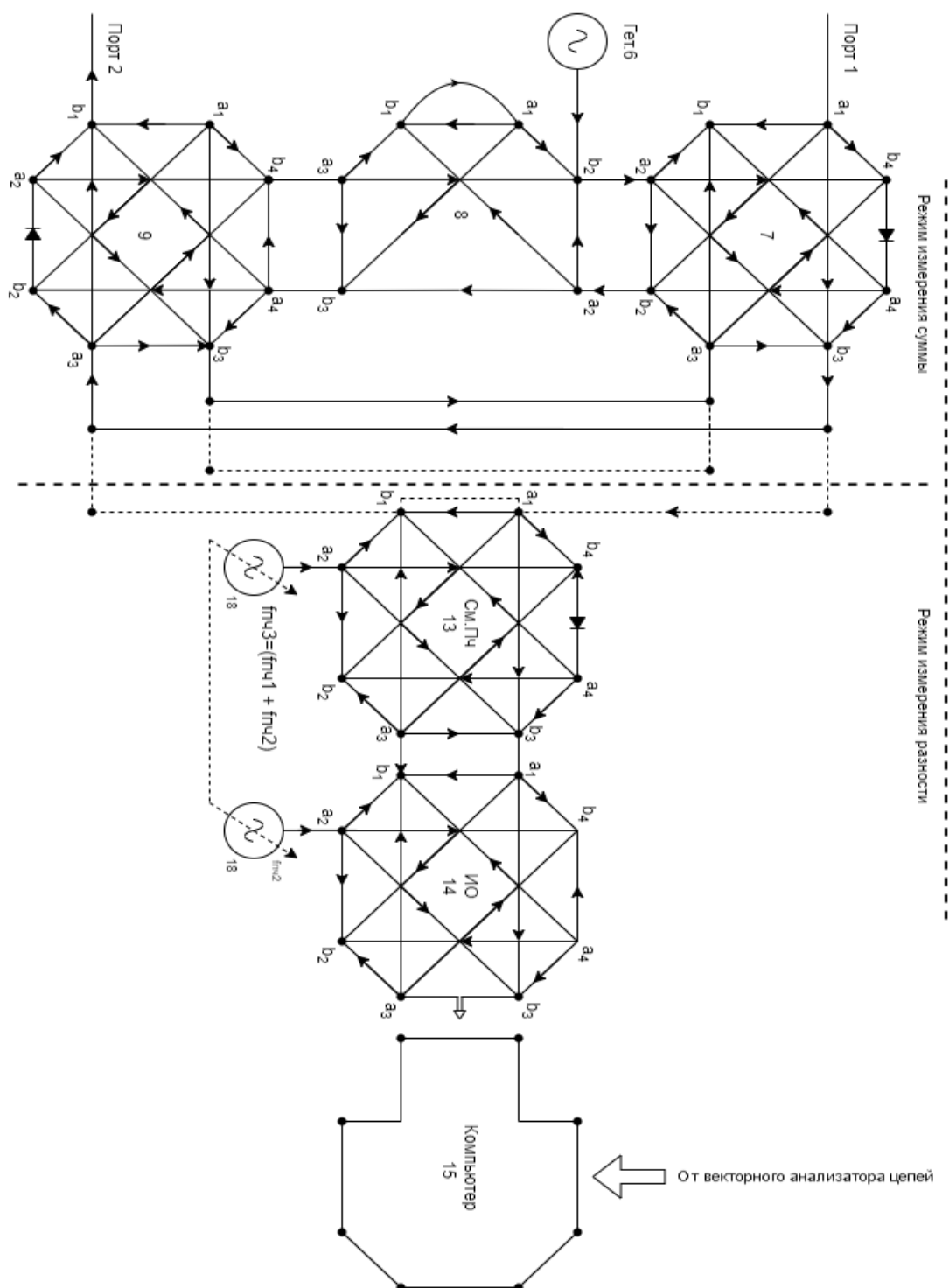


Рисунок 10 – Общий граф двухканального супергетеродинного приемника

Это влияние выражается в виде присутствия в результатах измерения модуля и фазы испытуемого устройства паразитных связей коэффициентов передачи и особенно фазовых сдвигов электрических трактов, связывающих узлы и элементы внутри схемы средства измерений (измерительного прибора).

В процессе измерения смесителей СВЧ на макете прибора обнаружилась необходимость перед проведением измерений их параметров также выполнять предварительную калибровку, которая носит уникальный характер [30] именно при измерении параметров смесителей СВЧ, особенно их собственных сдвигов фаз. Ниже приводится процесс калибровки макета прибора применительно к измерению им сдвигов фаз испытуемого смесителя.

При этом в процессе калибровки одновременно измеряют паразитные сдвиги фаз и модули коэффициентов передачи, вызванные электрическими характеристиками трактов внутри прибора. Это единый процесс, поэтому ниже приведено описание калибровки прибора только по фазе. Калибровки прибора по модулю для коэффициентов передачи совершенно аналогичны и производятся путем применения формул (33), (34), (35).

Обозначим сдвиги фаз отдельных участков схемы, приведенной на рисунке 10, индексом φ с соответствующим ему номером. Подвижный контакт переключателя 10 ставят во второе положение, а подвижный контакт переключателя 11 – в первое положение и измеряют с помощью ВАЦ сумму сдвигов испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей, включенных последовательно φ_{s21} . В этом случае испытательный сигнал выходит из первого порта и принимается вторым портом. При этом φ_{s21} имеет вид (37)

$$\varphi_{s21} = \varphi_7 - \varphi_1 + (\varphi_3 + \varphi_5 + \varphi_4)\text{sign}(f_1 - f_2) + \varphi_9 + \varphi_2, \quad (37)$$

где φ_{s21} – прямой суммарный сдвиг фаз.

Затем подвижные контакты переключателей 10 и 12 переводятся во второе положение, после чего осуществляется измерение фазового сдвига между двумя сигналами, что позволяет проанализировать относительное фазовое отклонение в

заданной конфигурации измерительного тракта. Первый сигнал – это переменный сигнал промежуточной частоты с частотой $f_{пч1}$, формируемый на выходе испытуемого СВЧ-смесителя 7 и преобразованный в смесителе ПЧ 13 во второй, постоянный сигнал промежуточной частоты с использованием вспомогательного сигнала частотой $(f_{пч2} + f_{пч3})$, поступающего на второй вход смесителя из блока опорных частот 18. Второй сигнал — это опорный сигнал с частотой $f_{пч2}$, поступающий из третьего выхода блока опорных частот 18. Сравнение по фазе между преобразованным сигналом и опорным осуществляется в измерителе отношений 14, что позволяет определить фазовый сдвиг с высокой точностью. В результате чего измеряют относительный сдвиг фаз электрического тракта канала $\varphi_{ик}$ в виде (38)

$$\varphi_{ик} = \varphi_7 - \varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_6 + \varphi_{10}, \quad (38)$$

где $\varphi_{ик}$ – относительный сдвиг фаз измерительного канала.

После этого переводят подвижные контакты переключателей 11 и 12 во второе положение и измеряют относительный сдвиг фаз электрического тракта канала опорного СВЧ-смесителя 9 аналогично процессу измерений тракта испытуемого смесителя 7, используя измеритель отношений 14, в котором в качестве опорного используют также сигнал второй ПЧ $f_{пч2}$ с третьего выхода блока опорных частот 18. В результате получают относительный сдвиг фаз опорного канала $\varphi_{ок}$ в виде уравнения (39)

$$\varphi_{ок} = \varphi_9 - \varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_8 + \varphi_{10}, \quad (39)$$

где $\varphi_{ок}$ – сдвиг фаз тракта опорного канала.

При проведении измерений фазовых сдвигов [31] в обоих каналах критически важно принимать во внимание паразитные фазовые сдвиги, присущие самим измерительным трактам. Для эффективного исключения их влияния и обеспечения

точности результатов выполняются дополнительные измерительные процедуры, суть которых заключается в следующем.

На следующем этапе испытуемый СВЧ-смеситель 7 и опорный СВЧ-смеситель 9 взаимно меняются местами, а подвижные контакты переключателей 10 и 11 переводятся в первое положение. В данном режиме производится измерение суммы фазовых сдвигов, вносимых СВЧ-смесителями, с использованием векторного вольтметра 5, входящего в состав векторного анализатора цепей (ВАЦ) 1. Измерение осуществляется при обратном направлении прохождения сигнала, когда испытательный СВЧ-сигнал поступает со второго порта ВАЦ на первый, что соответствует режиму обратного преобразования частоты. Это соответствует режиму обратного преобразования частоты в испытуемом СВЧ-смесителе 7. Для сдвига фаз тракта, соединяющего испытуемый 7 и опорный 9 СВЧ-смесители получают уравнение (40)

$$\varphi_{5/2} = \varphi_9 - \varphi_1 + (\varphi_3 + \varphi_5 + \varphi_4) + \varphi_7 + \varphi_{10}. \quad (40)$$

Далее включают опорный СВЧ-смеситель 9 вместо испытуемого СВЧ-смесителя 7 и измеряют сдвиг фаз в измерительном канале с помощью измерителя отношений 14 на частоте $f_{пч2}$ таким образом (41)

$$\varphi_{пко} = \varphi_9 - \varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_0 - \varphi_{10}, \quad (41)$$

где $\varphi_{пко}$ – сдвиг фаз в измерительном канале с включенным в него опорным смесителем 9.

При подвижных контактах переключателей 10 и 11 в первом положении измеряют сумму сдвигов фаз электрических трактов, соединяющих выходы ПЧ испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей $\varphi_{5пч}$, и получают уравнение (42)

$$\varphi_{5пч} = \varphi_3 + \varphi_5 + \varphi_4. \quad (42)$$

В результате получают систему уравнений (43)

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{s21} = \varphi_7 - \varphi_1 + (\varphi_3 + \varphi_5 + \varphi_4) \text{sign}(f1 - f2) + \varphi_9 + \varphi_2, \\ \varphi_{ик} = \varphi_7 - \varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_6 + \varphi_{10}, \\ \varphi_{ок} = \varphi_9 - \varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_8 + \varphi_{10}, \\ \varphi_{5/2} = \varphi_9 - \varphi_1 + (\varphi_3 + \varphi_5 + \varphi_4) + \varphi_7 + \varphi_{10}, \\ \varphi_{ико} = \varphi_9 - \varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_0 - \varphi_{10}, \\ \varphi_{5пч} = \varphi_3 + \varphi_5 + \varphi_4. \end{array} \right. \quad (43)$$

Обозначим сумму сдвигов фаз только СВЧ-смесителей 7 и 9 в виде (44)

$$\varphi_{\Sigma} = \varphi_7 + \varphi_9. \quad (44)$$

И тогда с учетом (44) представим (37) и (40) в виде (45–46)

$$\varphi_{s21} = \varphi_{\Sigma} - \varphi_1 + \varphi_{5пч} + \varphi_2, \quad (45)$$

$$\varphi_{s21} = \varphi_{\Sigma} - \varphi_2 + \varphi_{5пч} + \varphi_1. \quad (46)$$

Сравнивая выражения (45) и (46), найдем истинную сумму сдвигов фаз испытуемого и опорного СВЧ-смесителей в виде (47)

$$\Sigma\varphi = \frac{\varphi_{s21}}{2} + \frac{\varphi_{s21}}{2} - \varphi_{5пч}. \quad (47)$$

Вычтем из уравнения (41) уравнение (39) и получим разность сдвигов фаз измерительного и опорного каналов в виде (48)

$$\begin{aligned}\Delta_{\text{ио}} &= \varphi_{\text{ико}} - \varphi_{\text{ок}} = \varphi_9 - \varphi_1 + \varphi_6 - \varphi_{10} - (\varphi_9 - \varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_8 + \varphi_{10}) = \\ &= \varphi_2 - \varphi_4 + \varphi_3 + \varphi_6 + \varphi_1.\end{aligned}\quad (48)$$

При вычитании из выражения (38) уравнения (39) можно получить для разности сдвигов фаз измерительного и опорного каналов (49)

$$\begin{aligned}\varphi_{\text{ик}} - \varphi_{\text{ок}} &= \varphi_7 - \varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_6 - \varphi_{10} - (\varphi_9 - \varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_8 - \varphi_{10}) = \\ &= \varphi_2 - \varphi_4 - \varphi_8 - \varphi_9 + \varphi_3 + \varphi_6 - \varphi_1 + \varphi_7.\end{aligned}\quad (49)$$

Вычтем из уравнения (49) уравнение (48) и получим разность сдвигов фаз в виде (50)

$$\Delta\varphi = \varphi_7 - \varphi_9. \quad (50)$$

В данном выражении отсутствуют паразитные сдвиги фаз электрических трактов, соединяющие испытуемый и опорный СВЧ-смеситель в схеме рассматриваемого прибора [31].

В результате проведённых измерений, мы получили калибровочные значения для суммы (47) и разности (50) фазовых сдвигов между испытуемым и опорным СВЧ-смесителями. Применение этих калибровочных данных, в сочетании с методом суммы и разности, позволяет с высокой точностью определить действительные (истинные) фазовые сдвиги для каждого из СВЧ-смесителей — как испытуемого, так и опорного [32]. Для этих вычислений используются формулы (51) и (52).

$$\varphi_7 = \frac{\Delta\varphi + \Sigma\varphi}{2}, \quad (51)$$

$$\varphi_9 = \frac{\sum \varphi - \Delta \varphi}{2}, \quad (52)$$

или в более общем виде (53–54)

$$\varphi_7 = \frac{\varphi_{s21}}{4} + \frac{\varphi_{s21}}{4} - \frac{\varphi_{ико}}{2} - \frac{\varphi_{5пч}}{2} + \frac{\varphi_{ик}}{2}, \quad (53)$$

$$\varphi_9 = \frac{\varphi_{s21}}{4} + \frac{\varphi_{s21}}{4} + \frac{\varphi_{ико}}{2} - \frac{\varphi_{5пч}}{2} - \frac{\varphi_{ик}}{2}. \quad (54)$$

Как видно, для калибровки по фазе необходимо выполнить шесть измерений. Калибровка по модулю требует тех же измерений, что и для фазы, только значения фазы в системе уравнений (43) заменяется значениями модулей, измеренных одновременно с измерением фазы.

В качестве примера измерений на рисунке 11 приведены АЧХ и ФЧХ смесителя Magnum MC64PG-11 (USA), снятые в диапазоне 8–12 ГГц при ПЧ 20 МГц, выполненные на макете прибора, построенного по структурной схеме 30 способом суммы и разности.

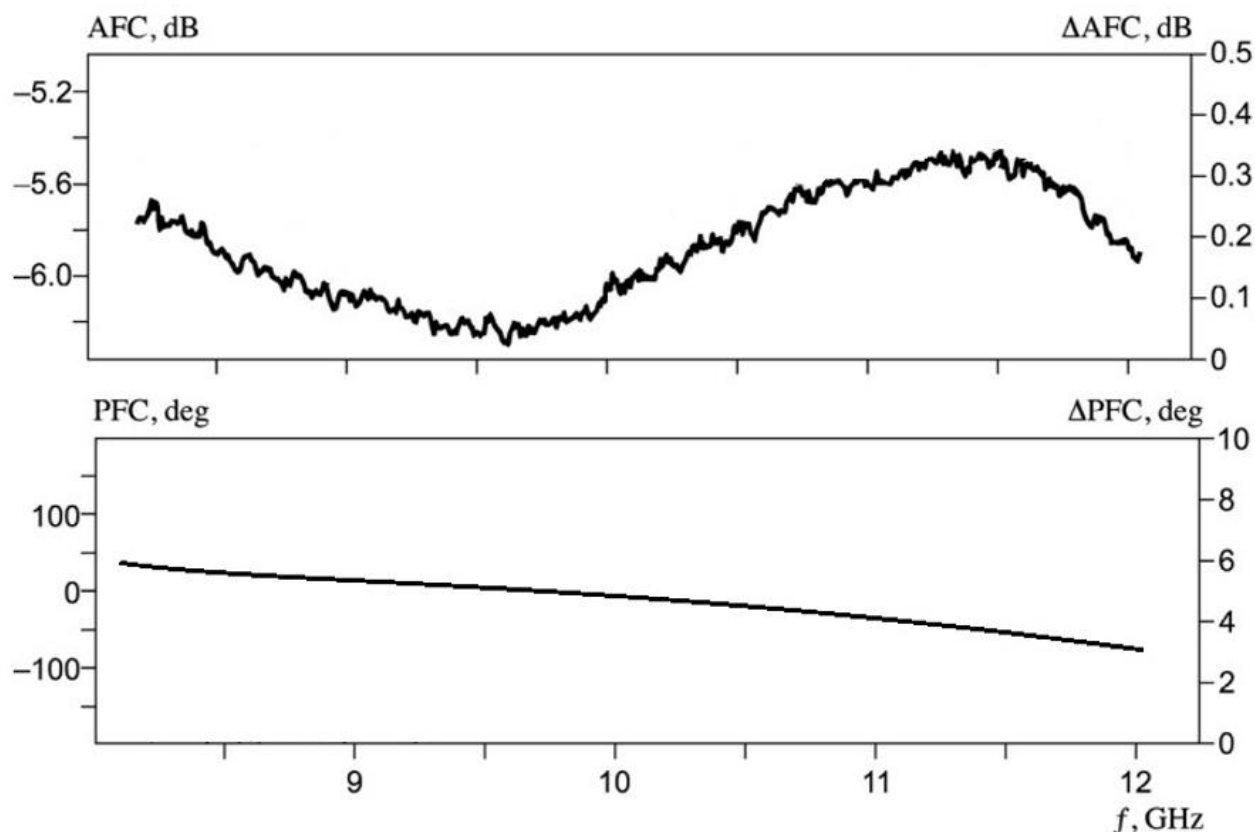


Рисунок 11 – АЧХ и ФЧХ смесителя Magnum MC64PG-11 (USA)

Результаты экспериментальных исследований, проведённых на рабочем макете измерительного прибора, подтверждают высокую эффективность как предложенного метода измерения, так и разработанной структурной схемы для анализа комплексных коэффициентов СВЧ-устройств с частотным преобразованием [19]. Эти испытания однозначно демонстрируют способность системы точно определять истинное значение фазового сдвига, который вносится такими устройствами в обрабатываемый и частотно-преобразуемый сигнал.

Выводы к главе 1

1. Рассмотрены причины необходимости иметь приборы (устройства) для измерения комплексных коэффициентов передачи (модуля и фазы) СВЧ-смесителей, применяемых при гетеродинном преобразовании частоты.

2. Проведен анализ физических процессов, характеризующих гетеродинное преобразование частоты.

3. В результате проведённого анализа установлено, что при использовании полупроводникового диода в качестве умножителя частоты фазовый сдвиг каждой гармоники отличается от фазового сдвига соседней гармоники не только по значению, но и по характеру зависимости. В частности, сдвиг фазы отдельной гармоники не является кратным фазовому сдвигу сигнала основной (умножаемой) частоты. Это означает, что использование таких гармоник в качестве опорных частот в системах, аналогичных системам фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), требует обязательного учёта и коррекции фазовых искажений для обеспечения корректной синхронизации.

4. Выполнено обоснование метода определения параметров СВЧ-смесителей «суммы и разности». Основу данного подхода составляет одновременное измерение комплексных коэффициентов передачи двух СВЧ-смесителей — испытуемого и опорного — путём регистрации их суммарных и разностных характеристик. На основе полученных экспериментальных данных осуществляется последующий расчёт модуля и фазового сдвига индивидуальных коэффициентов передачи каждого из смесителей, что позволяет точно охарактеризовать их параметры в условиях частотного преобразования.

5. Проведён анализ структурной схемы измерительной системы, предназначенной для высокоточного определения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, работающих в режиме гетеродинного преобразования частоты. В основе функционирования прибора лежит применение метода «суммы и разности», что позволяет эффективно анализировать параметры данных устройств.

6. Обоснована и выбрана архитектура измерительного комплекса. Данное устройство, предназначенное для прецизионного определения параметров СВЧ-смесителей, базируется на принципах метода суммы и разности, что обеспечивает его высокую эффективность и точность измерений.

Глава 2. Разработка методики определения коэффициентов отражения СВЧ-смесителей

2.1 К вопросу разработки методики определения коэффициентов отражения СВЧ-смесителей

Концептуализация СВЧ-смесителя как четырёхполюсника с преобразователем частоты открывает принципиально новую возможность для характеристики его электрических свойств. Данный подход позволяет описывать эти свойства посредством матрицы рассеяния (S-параметров) [32]. Важно отметить, что такая матрица по своей сути представляет собой линейную систему, что значительно упрощает анализ и моделирование поведения устройства в радиочастотном диапазоне. В то же время известно, что при гетеродинном преобразовании частоты в СВЧ-смесителе рабочая точка его ВАХ сигналом гетеродина выводится на ее линейный участок, и СВЧ-смеситель становится линейным устройством, электрические характеристики которого уже могут быть представлены элементами матрицы рассеяния, как комплексные коэффициенты:

- S_{21} – передачи в прямом направлении;
- S_{12} – передачи в обратном направлении;
- S_{11} – отражения со входа четырехполюсника;
- S_{22} – отражения с выхода четырехполюсника;

Для случая измерения комплексной величины (модуля и фазы) коэффициента передачи СВЧ-смесителя способом суммы и разности это соответствует определению коэффициентов S_{21} , S_{12} матрицы рассеяния. Что касается ее коэффициентов отражения S_{11} , S_{22} входа и выхода испытуемого СВЧ-смесителя, то здесь надо отметить следующее. При открытии в 90-х гг. прошлого века способов измерения истинных величин модуля [5] и фазы [4] СВЧ-смесителей в процессе работы с лабораторными макетами приборов [31], использующими новый способ

суммы и разности, был разработан и опробован на существующих тогда макетах новый оригинальный способ измерения коэффициентов отражения выходов ПЧ СВЧ-смесителей, получено авторское свидетельство [33].

Так как все последующие образцы макетов приборов для испытания СВЧ-смесителей используют один и тот же способ суммы и разности, то ранее методика определения (измерения и вычисления) комплексных коэффициентов отражения (возвратных потерь) может быть применима и для них.

На рисунке 12 представлена блок-схема устройства из авторского свидетельства для измерения комплексного коэффициента отражения выхода ПЧ смесителя СВЧ. Представленная блок-схема иллюстрирует устройство, разработанное для измерения коэффициента отражения на выходе промежуточной частоты (ПЧ) испытуемого СВЧ-смесителя. Основой для данного прибора послужил измеритель коэффициентов передачи СВЧ-четырёхполюсников, включающих преобразователь частоты. Примечательно, что реализация этого устройства выполнена с применением оригинальной методики, базирующейся на способе суммы и разности.

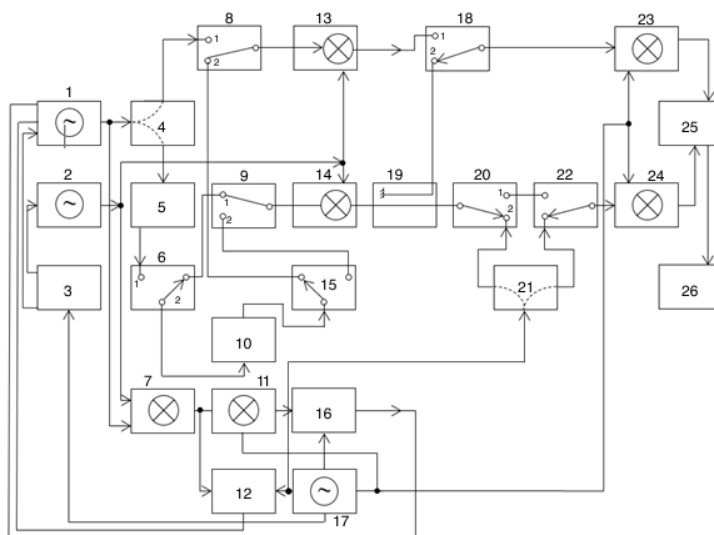


Рисунок 12 – Блок-схема устройства из авторского свидетельства СССР 1651242 для измерения комплексного коэффициента отражения выхода ПЧ смесителя СВЧ

Целью изобретения [38] 2805381C1 является расширение функциональных возможностей устройств [27] для измерения АЧХ и ФЧХ четырехполюсников с преобразователем частоты за счет измерения их комплексных коэффициентов отражения. Для этого в устройство, содержащее генератор 1 и гетеродин качающейся частоты 2, блок управления 3, смесители фазовой автоподстройки частоты 7 и 11, фазовые детекторы 12 и 16, перестраиваемый генератор ПЧ 17, делители сигналов 4 и 21, переключатели 6, 8, 9, 15, 20, 22, усилитель 10, аттенюатор 5, исследуемый четырехполюсник с преобразователем частоты 14, опорный СВЧ-смеситель 13, смесители ПЧ измерительного и опорного каналов 23 и 24, индикатор 25 и решающий блок 26, дополнительно введены НО 19 и переключатель 18. Устройство, приведенное на рисунке 12 содержит: генератор испытательных сигналов СВЧ 1 с частотами ω_1 , гетеродин СВЧ 2 с частотой ω_2 , первую переменную ПЧ, обозначенную как ω_3 , вторую переменную ПЧ, обозначенную как ω_4 . Первая постоянная ПЧ сделана переменной по причине того, что у разных четырехполюсников с преобразователем частоты она может быть различной и, кроме того, иметь свой собственный рабочий диапазон. В рабочем режиме прибора сигнал первой промежуточной частоты ω_3 формируемый генератором ПЧ 17, напрямую подаётся на выход по промежуточной частоте испытуемого СВЧ-смесителя 14. Указанный сигнал поступает непосредственно на активный смесительный элемент (диод) испытуемого СВЧ-смесителя, где происходит его частичное преобразование в сигнал входной частоты ω_1 . Одновременно формируется отражённая компонента в виде сигнала промежуточной частоты ω_3 . Отражённый сигнал ω_3 через переключатель 18, установленный во второе положение, направляется на вход смесителя промежуточной частоты 23 для дальнейшей обработки. В этом смесителе происходит преобразование сигнала в постоянную промежуточную частоту ω_4 (Ω). Далее полученный сигнал ω_4 (Ω) подаётся на первый вход индикатора 25 для дальнейшего анализа. Одновременно на второй вход того же индикатора поступает опорный сигнал, также с частотой ω_4 (Ω) который берётся с третьего входа смесителя ПЧ 24. В смесителях ПЧ 23 и 24 сигналы постоянной ПЧ ω_4 получают

в результате преобразования сигналов из второго входа генератора ПЧ 17, подаваемых на их вторые выходы, и сигналов первой ПЧ с частотой ω_3 , пришедшей на их первые входы по формуле $[(\omega_3 + \omega_4) - \omega_3] = \omega_4$. В индикатор 25 сравнивают амплитуды отраженного сигнала четвертой ПЧ с частотой ω_4 , пришедшей на его первый вход с НО 19 с сигналом той же частоты ω_4 на подающем на выход ПЧ испытуемого СВЧ-смесителя. В результате в решающем блоке 26 рассчитывают коэффициент отражения выхода ПЧ испытуемого СВЧ-смесителя. Согласно тексту авторского свидетельства устройство работает следующим образом (рис. 12).

Направлением от блока управления 3, в режиме переменной промежуточной частоты ω_3 , устанавливается разница между частотами ω_1 и ω_2 генераторов качающейся частоты 1 и 2, соответственно. Эта разность равна исходной ПЧ ω_4 , соответствующей полосе анализа исследуемого СВЧ-смесителя 14. Вместе с тем, блоком управления 3 устанавливается начальное значение ω_3 генератора ПЧ 17, которое равно начальной частоте полосы анализа. В этой же полосе производится свипирование генератора качающейся частоты 1 относительно генератора 2. Блоком управления 3 в режиме переменной ПЧ устанавливается рабочий диапазон частот генератора ПЧ 17, свипирование которого происходит синхронно с генератором 1. Генератор 17 производит два типа сигналов ПЧ одновременно. Он создаёт сигналы третьей промежуточной частоты (ПЧ), а также сигналы первой ПЧ. При этом сигналы третьей ПЧ всегда имеют постоянный сдвиг ω_4 относительно сигнала первой переменной ПЧ, с сохранением точности фазы в любой конкретной точке измерения.

Перед тем как смешаться со вспомогательным сигналом постоянной ПЧ, сдвинутым на ω_4 , этот сигнал поступает на первые входы фазового детектора 12 и второго смесителя 11. Сигнал вспомогательной ПЧ, также сдвинутый на ω_4 , снимается со второго выхода перестраиваемого генератора ПЧ 17. В результате, с выхода второго смесителя 11 поступает результирующий сигнал разностной постоянной частоты ω_4 . Сигнал направляется на первый вход фазового детектора 16. В то же время, на второй вход этого же детектора поступает сигнал

постоянной промежуточной частоты (ПЧ) ω_4 , который исходит с третьего выхода перестраиваемого генератора ПЧ 17. Ключевым аспектом этой системы является сигнал управления, который формируется на выходе второго фазового детектора 16. Этот сигнал, возникающий в результате сравнения входящих сигналов, служит для прецизионной коррекции частоты генератора качающейся частоты 1, обеспечивая высокую точность и стабильность работы всей системы. Этот управляющий сигнал обеспечивает динамическое регулирование, гарантируя, что разностная частота на выходе первого смесителя фазовой автоподстройки частоты 7 будет постоянно совпадать с частотой, генерируемой на первом выходе перестраиваемого генератора ПЧ 17. Такая синхронизация достигается благодаря координированному качанию генератора 1 относительно генератора 2.

Фазовый детектор 12 играет ключевую роль в облегчении работы всей системы, обеспечивая предварительную синхронизацию генератора качающейся частоты 1 относительно генератора качающейся частоты 2.

В начальной фазе настройки все переключатели устанавливаются в первое положение. В этом режиме усилитель сигналов 4 подаёт выходной сигнал от генератора качающейся частоты 1 как на сигнальный вход опорного смесителя 13, так и на вход испытуемого СВЧ-смесителя 14. Одновременно с этим, на гетеродинные входы обоих смесителей (опорного 13 и испытуемого 14) поступает сигнал от генератора качающейся частоты 2, который, по сути, задаёт их рабочий режим. Первоначально, активируется режим качания генератора 1 относительно генератора 2. В ходе этого процесса, анализируя первую переменную ПЧ (ω_2), определяется рабочий частотный диапазон исследуемого СВЧ-смесителя 14. Параллельно, путём точной настройки уровня гетеродинного сигнала, устанавливается его оптимальный режим функционирования.

После завершения предыдущих этапов, система переключается во второе рабочее состояние, которое соединяет опорный смеситель 13 и испытуемый СВЧ-смеситель 14 в последовательную цепь. На этом этапе сигналы первой переменной промежуточной частоты (ПЧ), генерируемые перестраиваемым генератором ПЧ 17, подаются на второй делитель сигналов. Здесь происходит их амплитудное

разделение. Одна из полученных половин сигнала, проходя через переключатель 16 и первичный канал направленного ответвителя (НО) 19, направляется на ПЧ-вход испытуемого СВЧ-смесителя 14. Тем временем, вторая половина сигнала подаётся на сигнальный вход смесителя опорного канала 24. Здесь, при участии вспомогательной ПЧ по формуле $(\omega_3 + \omega_4)$, которая снимается со второго выхода генератора ПЧ 17 и подаётся на гетеродинный вход данного смесителя, происходит её преобразование в сигналы постоянной разностной ПЧ ω_4 . Эти преобразованные сигналы затем поступают на опорный канал индикатора 25.

Последующим шагом является переподключение первичного канала НО 19 к ПЧ-выходу испытуемого СВЧ-смесителя 14. Часть ПЧ-сигнала, отражённая от этого выхода, через вторичный канал того же НО 19 поступает на смеситель 23 ПЧ измерительного канала индикатора 25. На данном этапе, амплитуда и фаза сигнала подвергаются сравнению с сигналом, поступающим из опорного канала. Результаты проведённого сравнения затем поступают в решающий блок 26. Этот блок отвечает за вычисление модуля и фазы коэффициента отражения, руководствуясь при этом формулой (55).

$$\delta = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}}, \quad (55)$$

где $U_{\text{пад}}$ – комплексная амплитуда напряжения сигнала от перестраиваемого генератора ПЧ 17 на выходе испытуемого СВЧ-смесителя 14; $U_{\text{отр}}$ – комплексная амплитуда напряжения сигнала, отраженного от выхода ПЧ испытуемого СВЧ-смесителя 14.

2.2 Анализ измерителей комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-смесителей с преобразованием частоты, построенных по способу суммы и разности

Под четырехполусником с преобразованием частоты, как и было указано ранее, будем понимать СВЧ-смеситель.

Лабораторные исследования различных вариантов построения измерителей комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей [33–37], использующих принцип измерения суммы и разности коэффициентов передачи двух смесителей, один из которых испытуемый, с последующим вычислением его истинного сдвига фаз, позволили разработать новую схему [38] построения измерителя, лишенную многих недостатков, свойственных известным [9–10] измерителям.

Вместе с тем результаты проведенных исследований показали, что многочисленные переключения для режимов измерений суммы и разности коэффициентов передачи испытуемого и опорного СВЧ-смесителей являются источниками погрешностей, связанных с нестабильностью контактных соединений самих переключателей, особенно в диапазоне СВЧ.

Существенную погрешность, ограничивающую динамический диапазон измерений, вносят паразитные связи между испытуемым и опорным смесителями через делитель сигнала гетеродина СВЧ, особенно на их ПЧ.

Как было сказано ранее, существенную погрешность, ограничивающую динамический диапазон измерений, вносят паразитные связи между испытуемым и опорным смесителями, особенно на их промежуточных частотах. Дальнейшее исследование будет посвящено двум ключевым аспектам. Во-первых, мы рассмотрим, как отдельные источники опорных сигналов для систем фазовой автоподстройки частоты могут способствовать увеличению точности измерения фазы. Во-вторых, будет проведён анализ возможности измерения модуля и фазы комплексного коэффициента передачи испытуемого СВЧ-смесителя в диапазоне его промежуточных частот. Эти направления исследования позволят улучшить

метрологические характеристики и расширить функциональность измерительных систем.

На рисунке 13 представлена детализированная блок-схема прибора, предназначенного для высокоточного измерения истинных значений комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-смесителей. Конструкция устройства включает два основных, функционально взаимосвязанных модуля: измеритель параметров четырёхполюсников 1, выполняющий функции векторного анализатора цепей, и двухканальный супергетеродинный приёмник 2, обеспечивающий приём, преобразование и обработку сигналов промежуточной частоты. Первый модуль – измеритель параметров четырёхполюсников 1 – реализует функции полнофункционального векторного анализатора цепей (ВАЦ), обеспечивая всесторонний анализ характеристик исследуемых СВЧ-компонентов. В его состав интегрирован генератор испытательных СВЧ-сигналов 3, который формирует необходимые тестовые сигналы. Эти сигналы подаются через внешний выходной разъём 4. Функциональность также обеспечивается переключателем 5 и согласованной нагрузкой (СН) 6; блок стабилизации частоты 7; генератор СВЧ 8; НО 9 и 10, соединенные друг с другом по схеме рефлектометра; векторный вольтметр 11; НО 12 и 13, так же соединенные друг с другом по схеме рефлектометра; выходной внешний контакт векторного вольтметра 14; порты 15 и 17; испытуемый четырехполюсник 16 (без преобразования частоты).

Двухканальный супергетеродинный приемник 2 содержит: смеситель фазовой автоподстройки частоты 18; фазовые детекторы 19, 38; генераторы ПЧ 20, 37, 42; переключатели 21, 27, 29, 31, 34; гетеродин СВЧ 22; измерители отношений сигналов 23, 39; испытуемый СВЧ-смеситель 24; делитель сигналов СВЧ 25; опорный СВЧ-смеситель 26; выключатель 28; смесители ПЧ 30, 36, усилитель ПЧ 32, регулируемый аттенюатор 33, блок управления 35, компьютер управления 40, блок управления 41.

Для реализации измерений коэффициентов отражения (возвратных потерь) первого и второго входов испытуемого СВЧ-смесителя 24 его присоединяют к

первому 15 и второму 17 портам ВАЦ 1 как испытуемый четырехполюсник без преобразования частоты.

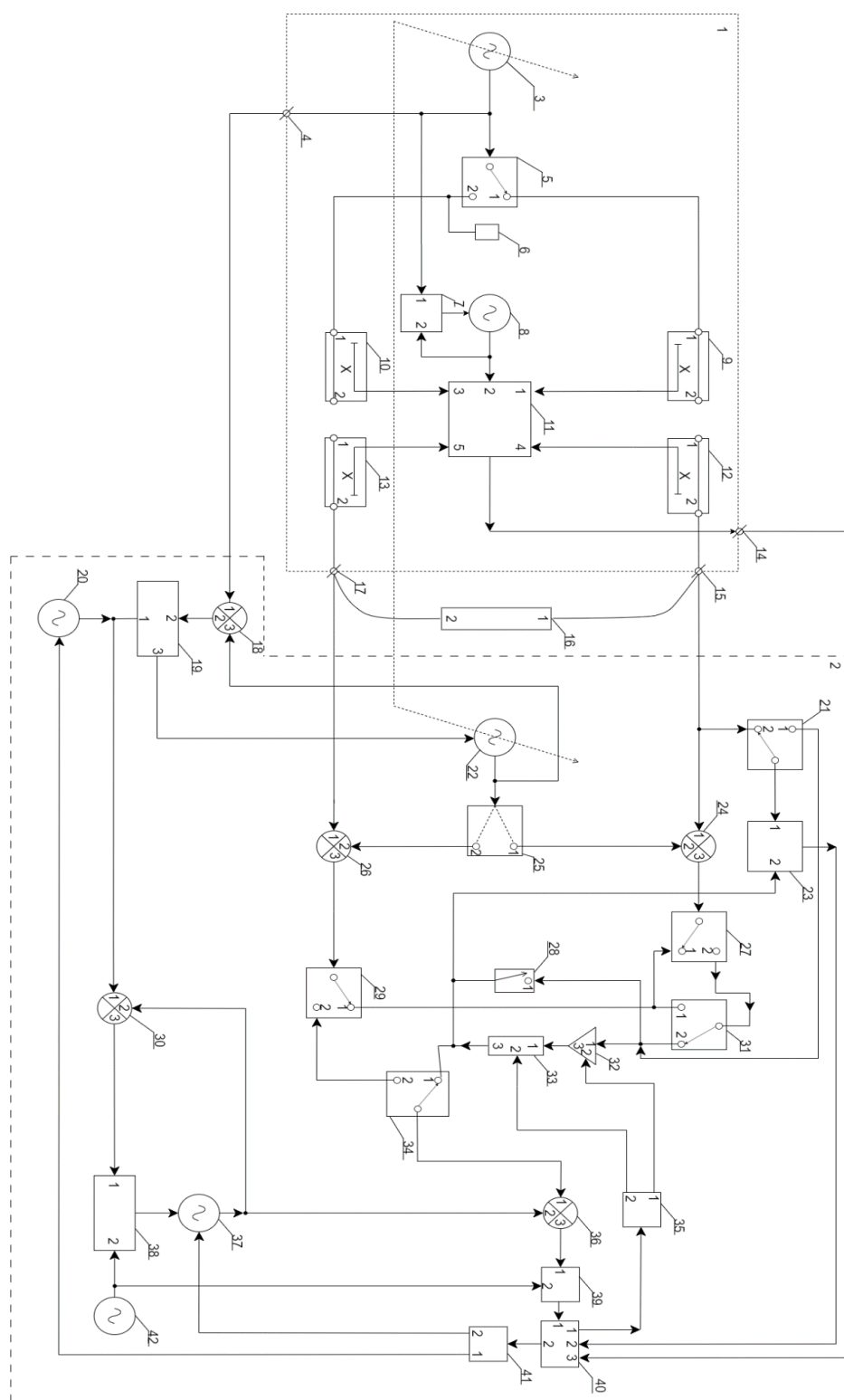


Рисунок 13 – Структурная схема измерителя, работающего в режиме измерения суммы параметров комплексных коэффициентов передачи четырёхполюсников

Измеритель параметров четырехполосников 1 представляет собой самостоятельный прибор, предназначенный для измерения модуля и фазы комплексных коэффициентов передачи четырехполосника СВЧ 16, присоединяемого к портам 15 и 17. Подача испытательного СВЧ-сигнала в один из двух СВЧ-каналов осуществляется посредством коммутации с помощью переключателя 5. При установке переключателя в первое положение испытательный СВЧ-сигнал, формируемый генератором 3, начинает свой путь по соответствующему измерительному тракту. Он последовательно проходит через сам переключатель 5, затем следует по специально проложенному СВЧ-тракту. Этот тракт включает в себя первичные каналы направленных ответвителей (НО) 9 и 12, обеспечивающие контроль и направление сигнала. В конечном итоге, сигнал выходит через выходной порт 15, готовый к дальнейшему взаимодействию с измерительной системой. С этого порта сигнал поступает непосредственно на первый вход исследуемого СВЧ-четырёхполосника 16. После прохождения через четырёхполосник, сигнал с его второго выхода возвращается через порт 17 ВАЦ и первичные каналы НО 13 и 10. Конечной точкой этого пути является второй неподвижный контакт первого переключателя 5, к которому подключена согласованная нагрузка (СН) 6

В процессе распространения по этому СВЧ-тракту, определённая часть испытательного СВЧ-сигнала ответвляется вторичными каналами НО 9 и 13. Эти ответвлённые сигналы затем подаются на первый и пятый входы векторного вольтметра 11 для дальнейшего анализа.

Здесь измеряются соотношения уровней сигналов по амплитуде и фазе, что позволяет определить модуль и фазу комплексного коэффициента передачи испытуемого четырехполосника 16 в его прямом направлении, то есть от первого входа ко второму выходу. Чтобы измерить коэффициент передачи четырехполосника 16 в обратном направлении — от второго выхода к первому входу — направление подачи испытательного СВЧ-сигнала изменяется, путём перевода подвижного контакта переключателя 5 во второе положение, что переводит его подачу на третий и четвертый входы векторного вольтметра.

В основе функционирования векторного вольтметра 11 лежит процесс гетеродинного преобразования частоты испытательных СВЧ-сигналов. Эту ключевую операцию выполняет его внутренний СВЧ-генератор 8. Важно, что генератор 8 не работает изолированно: он связан по частоте с испытательными СВЧ-сигналами, поступающими от блока 3. Эта связь обеспечивается через блок стабилизации частоты 7, который играет роль ключевого звена. Благодаря описанному взаимодействию компонентов, система способна поддерживать постоянство разностной промежуточной частоты (ПЧ). Именно на этой стабильной ПЧ и функционирует векторный вольтметр 11. Такой подход позволяет обеспечить надёжную и стабильную работу измерительного прибора на фиксированной промежуточной частоте. Это достигается даже в тех случаях, когда частота исходных СВЧ-сигналов изменяется в пределах всего доступного рабочего диапазона.

Параллельно описанному процессу испытательный СВЧ-смеситель 24 и опорный СВЧ-смеситель 26 осуществляют гетеродинное преобразование частоты входящих испытательных СВЧ-сигналов. Данная функция реализуется с использованием СВЧ-гетеродина 22. Следует особо подчеркнуть, что гетеродин 22 синхронизирован с генератором испытательных СВЧ-сигналов 3 с помощью специализированной системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), что обеспечивает стабильность частотного соотношения и фазовую когерентность в измерительном тракте. Данная система ФАПЧ включает в себя несколько важных компонентов: смеситель 18, фазовый детектор 19 и опорный генератор ПЧ 20, которые совместно обеспечивают высокую точность и стабильность преобразования.

Прежде чем приступить к работе, проводится калибровка измерительной системы. Эта критически важная процедура призвана минимизировать влияние собственных параметров прибора на точность получаемых данных, обеспечивая тем самым высокую достоверность измерений. Калибровка выполняется в соответствии с одной из общепринятых методик, подробное описание которых можно найти, например, в источнике [6]. Только после успешного завершения

этого этапа начинается непосредственный процесс измерения характеристик испытуемого СВЧ-смесителя.

В ходе измерений фиксируются ключевые параметры, характеризующие как коэффициенты передачи, так и фазовые сдвиги для испытуемого СВЧ-смесителя 24 и опорного СВЧ-смесителя 26. Полученные значения интерпретируются следующим образом: для коэффициентов передачи это либо их произведение, либо, если используются децибелы, их сумма; для фазовых сдвигов всегда регистрируется их сумма. Важным конструктивным аспектом является то, что оба смесителя последовательно подключены в измерительной цепи, что определяет специфику их взаимодействия и суммирования параметров.

Процедура измерения начинается с генерации испытательного СВЧ-сигнала с частотой f_1 . Этот сигнал направляется на сигнальный (первый) вход исследуемого СВЧ-смесителя 24. Путь сигнала включает несколько ключевых этапов: сначала он проходит через переключатель 5, который установлен в своё первое рабочее положение. Затем сигнал движется по тракту, где задействованы первичные каналы направленных ответвителей (НО) 9 и 12. Эти компоненты обеспечивают точное направление и мониторинг сигнала. Финальной точкой на этом участке является первый порт 15 векторного анализатора цепей (ВАЦ), служащий точкой входа в анализирующую систему. Одновременно с этим, на второй, или гетеродинный, вход испытуемого СВЧ-смесителя 24 поступает дополнительный СВЧ-сигнал с частотой f_2 . Данный сигнал формируется СВЧ-гетеродином 22, создавая необходимые условия для осуществления гетеродинного преобразования частоты. Непосредственно внутри испытуемого СВЧ-смесителя 24 происходит процесс преобразования, в результате которого формируется сигнал первой промежуточной частоты (ПЧ), численное значение которого было определено на более ранних стадиях работы.

Полученный преобразованный сигнал ПЧ с третьего выхода смесителя далее направляется на третий выход второго смесителя, который в текущей конфигурации системы выполняет функцию входного порта для опорного СВЧ-смесителя 26. Маршрут этого сигнала пролегает последовательно через

переключатель 27 (находящийся в первом положении) и затем через переключатель 29 (установленный во втором положении).

Величины $\sum\varphi$ и $\sum K$ между портами 15 и 17 ВАЦ 1 регистрируют с выхода векторного вольтметра 11 через выходной внешний разъем 14 ВАЦ 1 в компьютере управления 40, настроенном для устранения потери преобразования. Решение о применении устройства компенсации принимают по результатам определения потерь преобразования испытуемого СВЧ-смесителя 24 после их измерения.

Последовательное определение соотношений амплитудных коэффициентов передачи и фазовых сдвигов между испытуемым 24 и опорным 26 СВЧ-смесителями осуществляется в вычислительном модуле 40. Реализация методики включает следующую схему подачи сигнала $f_{пч1}$. После преобразования в СВЧ-смесителе 26, сигнал с его третьего выхода направляется к смесителю ПЧ 36. Его путь пролегает через переключатель 29, установленный в первое положение, и далее через переключатель 34, находящийся во втором положении. Примечательно, что он поступает на тот же вход смесителя ПЧ 36, что и ранее. Очередность раздельного измерения измерительного и опорного испытательных каналов первой ПЧ $f_{пч1}$ определяется положением подвижного контакта переключателя 34.

При активации системы компенсации осуществляется целенаправленное перенаправление сигналов первой промежуточной частоты $f_{пч1}$. Эти сигналы, формируемые на третьем выходе испытуемого СВЧ-смесителя 24, поступают на первый вход смесителя промежуточной частоты 36. Маршрут сигнала при этом не прямой: он проходит последовательно через переключатели 27 и 31, установленные в соответствующие положения, обеспечивая корректную маршрутизацию в рамках режима компенсации. Для корректной работы системы, оба этих переключателя должны быть предварительно установлены во второе положение своих подвижных контактов, обеспечивая тем самым необходимую конфигурацию сигнального тракта. Далее сигнал последовательно проходит через усилитель ПЧ 32, регулируемый аттенюатор 33 и переключатель 34 (находящийся в первом положении его подвижного контакта), прежде чем достигнуть первого входа смесителя ПЧ 36. Следует отметить, что выключатель 28, находясь во

включенном состоянии, обеспечивает блокировку последовательно соединенных усилителя ПЧ 32 и регулируемого аттенюатора 33.

Сигналы первой промежуточной частоты $f_{пч1}$, поступающие с третьих выходов испытуемого СВЧ-смесителя 24 и опорного СВЧ-смесителя 26, измеряются последовательно. Эти испытательные сигналы поочередно направляются на первый вход смесителя ПЧ 36. Коммутация осуществляется через подвижный контакт переключателя 34, который последовательно устанавливается то в первое, то во второе положение. Параллельно этому, генератор ПЧ 37 подаёт сигнал на второй вход смесителя ПЧ 36. Это взаимодействие приводит к преобразованию частоты, которое можно описать следующей формулой: $(f_{пч3} - f_{пч1}) = (f_{пч1} + f_{пч2} - f_{пч1}) = f_{пч2}$. В итоге, результатом этого процесса является получение сигналов второй промежуточной частоты $f_{пч2}$.

Полученный сигнал подвергается сравнению, которое происходит по амплитуде и фазе с опорным сигналом, который подаётся на второй вход измерителя отношений сигналов 39 от генератора ПЧ 42. Важно отметить, что после проведения калибровки, амплитуды u_{15} и u_{17} , а также фазовые сдвиги между портами 15 и 17 измерителя комплексных параметров СВЧ-смесителей 1, становятся идентичными. Это обеспечивает высокую точность последующих измерений. Далее введем следующие обозначения:

– K_{24} , K_{26} , K_{36} , K_{32} , K_{33} – это коэффициенты передачи испытуемого СВЧ-смесителя 24, опорного СВЧ-смесителя 26, смесителя ПЧ 36, усилителя ПЧ 32, регулируемого аттенюатора;

– φ_{24} , φ_{26} , φ_{36} , φ_{32} , φ_{33} – это соответствующие элементам измерителя сдвиги фаз.

С введенными выше обозначениями приведем вывод математических выражений для определения истинных значений модулей ΔK и сдвигов фаз $\Delta\varphi$ коэффициентов передачи испытуемого и опорного смесителя.

Амплитуда $u_{15}(K_{24} \cdot K_{32} \cdot K_{33} \cdot K_{36})$ и сдвиг фаз $\varphi_{24} + \varphi_{32} + \varphi_{33} + \varphi_{36}$ сигнала от порта 15, пришедшего к первому входу измерителя отношений сигналов 39 в первом положении подвижного контакта переключателя 5, при

включенной системе компенсации, определены данными выражениями. Амплитуда и сдвиг фаз сигнала от порта 17 во втором положении подвижного контакта переключателя 5 определяются как $u_{17}(K_{26} \cdot K_{32} \cdot K_{33} \cdot K_{36})$ и $\varphi_{26} + \varphi_{32} + \varphi_{33} + \varphi_{36}$.

В результате сравнения амплитуд и фаз сигналов в измерителе отношений сигналов 39, поступающих от портов 15 и 17 ВАЦ на его первый вход с опорным сигналом второй ПЧ $f_{пч2}$, получают отношение амплитуды сигнала u_{15} с порта 15 и амплитуды u_{42} сигнала от генератора ПЧ 42 в виде $\frac{u_{15}(K_{24} \cdot K_{32} \cdot K_{33} \cdot K_{36})}{u_{42}}$ и разность сдвигов фаз в виде $(\varphi_{24} + \varphi_{32} + \varphi_{33} + \varphi_{36}) - \varphi_{42}$, где φ_{42} – сдвиг фаз генератора ПЧ 42. Аналогично получают отношение амплитуд и разность сдвигов фаз сигналов порта 17 и генератора ПЧ 42 в виде $\frac{u_{17}(K_{26} \cdot K_{32} \cdot K_{33} \cdot K_{36})}{u_{42}}$ и $(\varphi_{26} + \varphi_{32} + \varphi_{33} + \varphi_{36}) - \varphi_{42}$, соответственно. Полученные значения отношения амплитуд и разности фаз выхода измерителя отношений сигналов 39 от портов 15 и 17 ВАЦ подают в память компьютера управления 40 через его первый вход. В нём происходит вычисление отношения коэффициентов передачи испытуемого 24 и опорного 26 СВЧ-смесителей ΔK по полученным выше величинам амплитуд:

$$\Delta K = \frac{\frac{u_{15}(K_{24} \cdot K_{32} \cdot K_{33} \cdot K_{36})}{u_{42}}}{\frac{u_{17}(K_{26} \cdot K_{32} \cdot K_{33} \cdot K_{36})}{u_{42}}} = \frac{K_{24}}{K_{26}}. \quad (56)$$

Также вычисляется разность сдвигов фаз испытуемого 24 и опорного 26 СВЧ-смесителя $\Delta\varphi$ по формуле $\Delta\varphi = (\varphi_{24} + \varphi_{32} + \varphi_{33} + \varphi_{36}) - (\varphi_{26} + \varphi_{32} + \varphi_{33} + \varphi_{36}) = \varphi_{24} - \varphi_{26}$. В полученных выше формулах отсутствуют величины K_{32} , K_{33} и φ_{32} , φ_{33} при условии включенной системы компенсации, которая заблокирована выключателем 28.

После тщательного выполнения всех вышеописанных измерительных процедур, связанных с определением суммы и разности коэффициентов передачи,

а также фазовых сдвигов испытуемого СВЧ-смесителя 24 и опорного СВЧ-смесителя 26, производится следующий этап. На данном этапе осуществляется вычисление абсолютных величин потерь преобразования испытуемого СВЧ-смесителя 24. Эти расчеты выполняются согласно следующей методике.

В памяти компьютера управления 40 хранятся ранее полученные величины: отношение коэффициентов передачи $\Delta K = \frac{K_{24}}{K_{26}}$ и их произведение $\Sigma K = K_{24} \cdot K_{26}$. Полученные значения стали результатом измерений, выполненных при параллельном и последовательном соединении испытуемого СВЧ-смесителя 24 и опорного СВЧ-смесителя 26 в конфигурации, представленной на схеме измерительного прибора. Теперь, опираясь на эти данные, решается соответствующая система уравнений (57,58)

$$\begin{cases} \Sigma K = K_{24} \cdot K_{26} \\ \Delta K = \frac{K_{24}}{K_{26}}, \end{cases} \quad (57)$$

$$(58)$$

и получают истинные значения модулей коэффициентов передачи в виде (59,60)

$$\begin{cases} K_{24} = \sqrt{\Delta K \Sigma K}, \\ K_{26} = \sqrt{\frac{\Sigma K}{\Delta K}}. \end{cases} \quad (59)$$

$$(60)$$

Аналогично, имея в памяти компьютера управления 40 измеренные величины в виде $\Sigma \varphi = \varphi_{24} + \varphi_{26}$ и $\Delta \varphi = \varphi_{24} - \varphi_{26}$, также полученные при измерениях при последовательном и параллельном соединении смесителей, решается система уравнений (61,62)

$$\begin{cases} \varphi_{24} + \varphi_{26} = \Sigma\varphi, \\ \varphi_{24} - \varphi_{26} = \Delta\varphi. \end{cases} \quad (61)$$

$$\quad (62)$$

Решением данной системы будут истинные значения фазовых сдвигов испытуемого 24 и опорного 26 СВЧ-смесителей

$$\varphi_{24} = \frac{\Sigma\varphi + \Delta\varphi}{2}, \quad (63)$$

$$\varphi_{26} = \frac{\Sigma\varphi - \Delta\varphi}{2}. \quad (64)$$

Вычисленные численные значения коэффициентов передачи K_{24} , K_{26} и фазовых сдвигов φ_{24} , φ_{26} выводятся на экран компьютера управления 40. Указанные данные соответствуют текущему значению частоты, выбранной в пределах рабочего диапазона генератора испытательных СВЧ-сигналов 3. Количество дискретных частотных точек, охватывающих весь диапазон, определяется скоростью регистрации измерений. Иными словами, чем выше быстродействие системы при фиксации результатов в процессе перестройки частоты генератора 3, тем большее число частотных точек может быть проанализировано в рамках одного измерительного цикла. Это, в свою очередь, приводит к получению более детальной частотной характеристики исследуемых устройств. На экране компьютера наблюдают АЧХ и ФЧХ сигналов испытуемого смесителя 24. Эта функция становится доступной благодаря возможности измерителя отношений сигналов 39 сопоставлять амплитуды и фазы входящих сигналов. В данном случае рассматриваются испытательные СВЧ-сигналы, которые, пройдя через испытуемый СВЧ-смеситель 24, подвергаются дальнейшему преобразованию в смесителе промежуточной частоты 36. В результате этого формируются сигналы второй промежуточной частоты $f_{пч2}$, которые подаются на первый вход измерителя отношений сигналов 39. Параллельно на второй вход того

же измерителя подаются сигналы той же частоты $f_{ПЧ2}$, формируемые непосредственно генератором промежуточной частоты 42.

При этом, с целью исключения мешающего действия последовательно включенных в измерительную цепь усилителя ПЧ 32 и регулируемого аттенюатора 33, их вход и выход соединяются вместе с выключателем 28 с выключенным источником питания усилителя 32.

Режим наблюдения в панораме АЧХ и ФЧХ комплексных коэффициентов передачи и измерения их модуля и сдвига фаз испытуемого СВЧ-смесителя 24 в диапазоне его ПЧ выполняется путем автоматического качания генератора ПЧ 20 и синхронного с ним качания генератора ПЧ 37, связанных общей системой автоподстройки частоты и общей системой автоматического качания их частот в диапазоне первой ПЧ с помощью блока управления 41. Для запуска и корректной работы данного режима измерений испытательный сигнал первой промежуточной частоты $f_{ПЧ1}$, поступающий с третьего выхода испытуемого СВЧ-смесителя 24, направляется по заданному измерительному тракту. При этом сигнал последовательно проходит через переключатели 27 и 31, подвижные контакты которых должны быть предварительно установлены во второе положение, обеспечивая правильную маршрутизацию в рамках выбранного режима. Далее, сигнал движется через замкнутый выключатель 28 и затем через переключатель 34, находящийся в первом положении его подвижного контакта. После этого, сигнал поступает на первый вход смесителя ПЧ 36. Одновременно на второй вход этого же смесителя подаётся сигнал третьей вспомогательной ПЧ $f_{ПЧ3}$. В результате взаимодействия этих двух сигналов в смесителе ПЧ 36 происходит преобразование частоты. Согласно формуле $(f_{ПЧ1} + f_{ПЧ2} - f_{ПЧ1}) = f_{ПЧ2}$, формируется испытательный сигнал второй промежуточной частоты $f_{ПЧ2}$. Полученный сигнал второй промежуточной частоты с третьего выхода смесителя ПЧ 36 направляется на первый вход измерителя отношений сигналов 39. В то же время, на второй вход того же измерителя поступает опорный сигнал, генерируемый генератором ПЧ 42. Эта конфигурация позволяет проводить точные измерения и анализ параметров сигнала. Сигналы сравниваются по амплитуде и фазе во втором измерителе

отношений сигналов 39, этих двух сигналов от генератора испытательного сигнала 37 второй ПЧ $f_{ПЧ2}$ и опорного сигнала. Возможно наблюдение АЧХ и ФЧХ сигналов частоты $f_{ПЧ2}$ в диапазоне ПЧ испытуемого СВЧ-смесителя, для чего с выхода измерителя отношений сигналов 39 данный сигнал поступает на первый вход компьютера управления 40.

Для точного измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения сигналов от испытуемого СВЧ-четырёхполосника 16 относительно портов 15 и 17 измерителя параметров 1, требуется изменение конфигурации установки [31]. Для анализа конкретного СВЧ-четырёхполосника требуется изменить конфигурацию измерительной системы. В частности, двухканальный супергетеродинный приёмник 2 отключается, а сам четырёхполосник подсоединяется к системе напрямую. Для определения его электрических параметров используются два независимых рефлектометра. Первый из них образуется за счёт встречно соединённых направленных ответвителей (НО) 9 и 12.

Когда переключатель 5 установлен в первое положение, а испытательный СВЧ-сигнал проходит от порта 15 к порту 17, осуществляется измерение комплексных коэффициентов передачи матрицы рассеяния первого входа испытуемого четырёхполосника 16. Для получения необходимых измерительных данных применяется векторный вольтметр 11. В частности, коэффициент передачи S_{21} определяется путём анализа соотношения между сигналами, поступающими на первый и пятый входы этого вольтметра. Одновременно с этим, коэффициент отражения S_{11} входа испытуемого четырёхполосника 16 вычисляется на основе соотношения сигналов, регистрируемых на первом и четвёртом входах того же векторного вольтметра 11. Такой комплексный подход позволяет оперативно получать все необходимые параметры.

При переводе переключателя 5 во второе положение, испытательный СВЧ-сигнал подаётся на второй выход испытуемого четырёхполосника 16. В этом режиме мы измеряем комплексный коэффициент передачи матрицы рассеяния S_{12} . Значение этого коэффициента определяется соотношением сигналов, поступающих на пятый и четвёртый входы векторного вольтметра 11.

Одновременно с этим, коэффициент отражения S_{22} выхода испытуемого четырёхполюсника 16 рассчитывается путём анализа соотношения сигналов, регистрируемых на третьем и пятом входах того же векторного вольтметра 11.

2.3 Анализ погрешностей при измерении параметров смесителей

При измерении комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей с помощью устройств, построенных на базе способа суммы и разности с использованием в качестве источника испытательных сигналов СВЧ ВАЦ возникают погрешности измерений, анализ которых эффективнее всего проводить с помощью графов [28]. Граф, описывающий структурную схему измерителя на рисунке 13, работающего в режиме измерения суммы параметров комплексных коэффициентов передачи, приведен на рисунке 14. К данному рисунку необходимо привести пояснения. Многополюсники, представленные в виде графов узлов на схеме рисунка 14, обозначены номерами соответствующих устройств, приведённых на схеме рисунка 13.

В верхней части S -параметра указывается номер устройства на рисунке 13, к которому относится данный граф. В нижней части — номера узлов, между которыми направлена ветвь внутри графа, характеризующая соответствующим S -параметром.

S_{12}, S_{21} — характеризуют коэффициент передачи.

S_{11}, S_{22} — характеризуют коэффициент отражения.

Входы и выходы каждого устройства на рисунке 14, описываемого его графом, имеют контуры первого порядка, образованные со стороны графа ветвью, характеризующей его коэффициент отражения S_{11} , и с другой стороны ветвью, характеризующей коэффициент отражения тракта, присоединяемого к графу также

S_{11} , но имеющего разные направления. С целью разгрузки рисунка 14 эти контуры обозначим просто как S , но необходимо учитывать ранее описанные коэффициенты отражения ветвей графа в знаменателе формулы Мезона при определении суммарной величины коэффициента передачи.

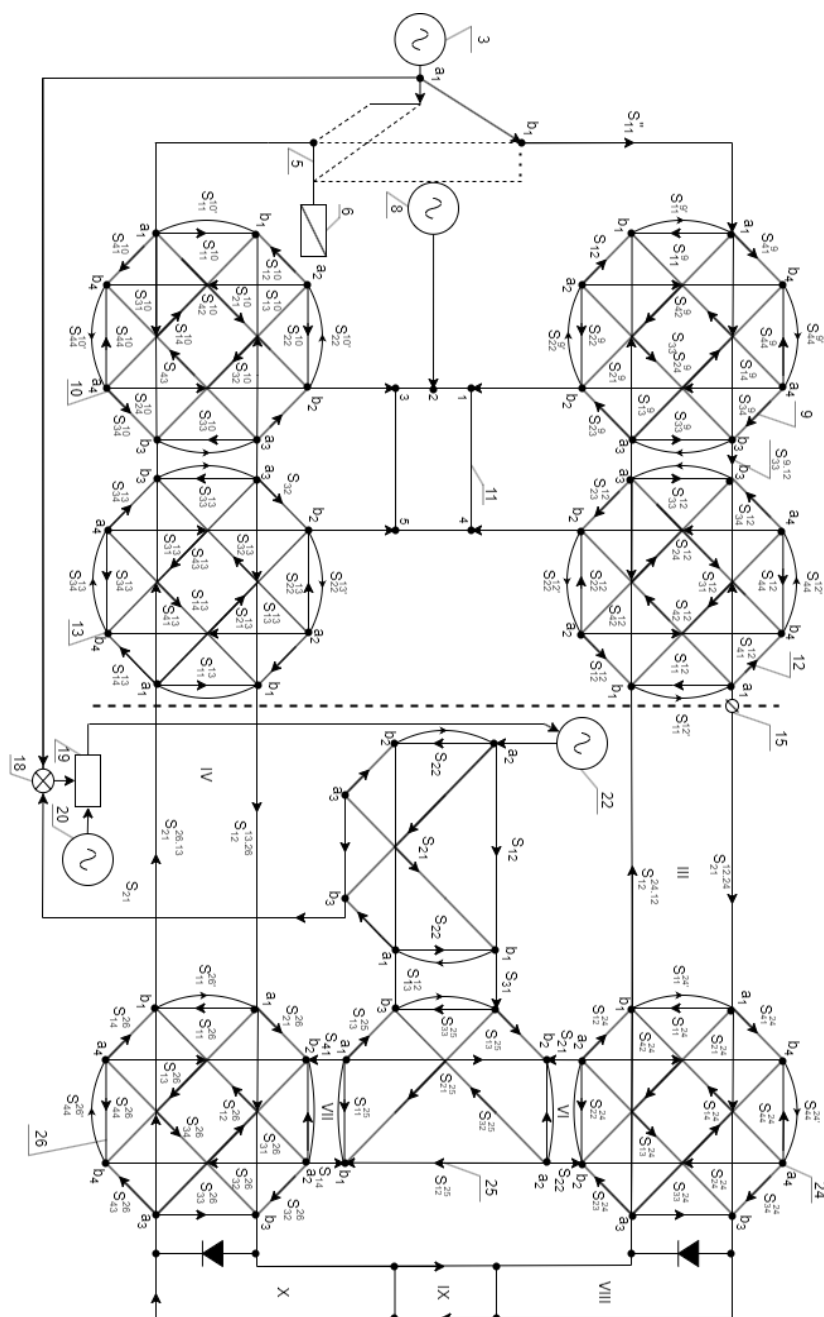


Рисунок 14 – Граф, описывающий структурную схему измерителя, работающего в режиме измерения суммы параметров комплексных коэффициентов передачи

Наиболее эффективным способом расчета суммы путей графов в диапазоне СВЧ является применение формулы Мезона. В системе S -параметров она представляет собой дробь, числитель которой есть произведение величин коэффициентов передачи в виде S -параметров путей, которые они характеризуют, а знаменатель – N -суммы замкнутых контуров, образованных из ветвей графа, не касающихся друг друга и расположенных вдоль рассчитываемого пути, характеризуемого произведением коэффициентов передачи в виде S -параметров.

При анализе графов на рисунке 14 необходимо учитывать, что НО 9 и 12, 10 и 13 попарно соединены друг с другом по схеме рефлектометра, поэтому их графы в виде восьмиполюсников соединены вместе и истоками, и стоками, сохраняя внутри самих восьмиполюсников направление ветвей передачи, соответствующих их стандартному направлению [28].

Граф на рисунке 14 имеет два канала: измерительный канал от генератора испытательных СВЧ-сигналов 3 до испытуемого СВЧ-смесителя 24; опорный канал от генератора испытательных СВЧ-сигналов 3 до опорного СВЧ-смесителя 26. Каналы переключаются переключателем 5. Граф на рисунке 14 имеет СВЧ-гетеродин 22, через СВЧ-делитель 25 постоянно присоединенный ко вторым входам испытуемого 24 и опорного 26 СВЧ-смесителей.

При этом необходимо отметить, что направленные ответвители – это пассивные восьмиполюсники, поэтому направление ветвей в их графах чисто условное и может не совпадать с направлением распространения по ним электрических сигналов, определяемым физикой процесса, который с их помощью описывается. Это же правило распространяется и на другие элементы графа.

С учетом вышеприведенных особенностей [39], используя формулу Мезона, запишем выражение для путей распространения испытательных сигналов в графе на рисунке 14 в режиме измерения суммы параметров испытуемого 24 и опорного 26 СВЧ-смесителей.

Пусть от генератора испытательных СВЧ-сигналов 1 до диода D_1 испытуемого СВЧ-смесителя 24 сигнал СВЧ описывается выражением (65)

$$S_{21}^{\Sigma 1} = \frac{S_{21}^I \cdot S_{31}^{12} \cdot S_{21}^{IV} \cdot S_{41}^{24} \cdot S_{\partial 1}}{1 + N_1 + N_2 + N_3}, \quad (65)$$

где $S_{21}^{\Sigma 1}$ – произведение или сумма, если в децибелах, коэффициентов передач S -параметров пути распространения испытательного СВЧ-сигнала; $S_{21}^I; S_{31}^{12}; S_{21}^{IV}; S_{41}^{24}; S_{\partial 1}$ – коэффициенты передач контуров в системе S параметров СВЧ-узлов, входящих в путь; N_1, N_2, N_3 – контуры первого, второго и третьего порядков соответственно.

Примем N_1 равным минус 30 дБ, N_2 , рассчитываемый по формуле $S_{11} \cdot S_{12} \cdot S_{22} \cdot S_{21} + S_{22}^I \cdot S_{21}^I \cdot S_{11}^I \cdot S_{21}^I$, равным минус 35 дБ, N_3 равным минус 40 дБ; коэффициенты отражения путей (возвратные потери) равными 0,09, что соответствует КСВН равному 1,2; коэффициенты передачи элементов путей равными минус 0,3 дБ, что соответствует коэффициенту передачи по току равному 0,966; коэффициенты передачи НО равными минус 3 дБ, что соответствует величине 0,708 по току. В дальнейшем, ввиду малости коэффициентов N_2 и N_3 , будем учитывать только контуры не выше первого порядка. Отсутствие коэффициентов первого и третьего порядков объясняется встречным включением НО в рефлектометре.

От диода D_1 смесителя 24 начинается путь сигнала первой ПЧ с частотой ω_3 , полученного в нем с помощью сигнала гетеродина 22 с частотой ω_2 . Этот путь описывается выражением (66)

$$S_{21}^{(\varepsilon 2)} = \frac{S_{34}^{(24)} \cdot S_{21}^{(XVI)} \cdot S_{D_2}}{1 + N_1 + N_2 + N_3}, \quad (66)$$

где $S_{21}^{(\varepsilon 2)}$ – произведение или сумма, если в децибелах, коэффициентов передачи S -параметров пути распространения сигнала первой ПЧ с частотой ω_3 к диоду D_1 испытуемого смесителя 24 до диода D_2 опорного смесителя 26; $S_{34}^{(24)}, S_{21}^{(XVI)}, S_{D_2}$ –

коэффициенты передачи в системе S-параметров узлов, входящих в путь; N_1, N_2, N_3 – коэффициенты передач контуров в системе S-параметров узлов, входящих в путь.

Величины коэффициентов передач и потери испытательного сигнала в них [39] на относительно низкой первой ПЧ гораздо меньше, чем в диапазоне СВЧ, и могут быть охарактеризованы величиной 0,2 дБ, что соответствует коэффициенту 0,977 при N_1 равном минус 30 дБ, N_2 равном минус 38 дБ и N_3 равном минус 30 дБ.

В диоде D_2 опорного смесителя 26 происходит обратное превращение его частоты в сигнал первой ПЧ ω_3 путем сложения его с частотой сигнала гетеродина 22 ω_2 и превращения в сигнал СВЧ с частотой ω_1 , путь которого до НО 13 и входного контакта 5 векторного вольтметра 11 описывается выражением (67)

$$S_{21}^{(\varepsilon 3)} = \frac{S_{D_2} \cdot S_{41}^{(26)} \cdot S_{21}^{(VI)} \cdot S_{13}^{(13)} \cdot S_{34}^{(13)} \cdot S_5}{1 + N_1 + N_2 + N_3}, \quad (67)$$

где $S_{21}^{(\varepsilon 3)}$ – произведение (сумма, если в [дБ]) коэффициентов передач в системе S-параметров пути распространения сигнала СВЧ с частотой ω_1 от диода D_2 к контуру 5 векторного вольтметра 11; N_1, N_2, N_3 – контуры первого, второго и третьего порядков величиной не менее минус 30 дБ каждый.

В векторном вольтметре векторного анализатора цепей (ВАЦ) осуществляется сравнение модулей и фаз испытательных сигналов, поступающих с вторичных каналов направленных ответвителей (НО) 9 и 12. Это позволяет определить произведение модулей коэффициентов передачи (или их сумму, если измерения проводятся в децибелах) испытуемого и опорного СВЧ-смесителей, а также сумму их фазовых сдвигов. Важно учитывать, что коэффициенты переходного ослабления между первичным и вторичным каналами НО могут проявлять неравномерность [39] в пределах рабочего диапазона частот.

В дополнении к этому измеряют геометрические длины трактов путей $S_{21}^{(\varepsilon 1)}, S_{21}^{(\varepsilon 2)}, S_{21}^{(\varepsilon 3)}$ от порта 15 ВАЦ до входа испытуемого смесителя и от выходного разъема первой ПЧ испытуемого смесителя до аналогичного разъема первой ПЧ опорного смесителя, и от его входного разъема СВЧ до порта 17 ВАЦ при их промышленном выпуске.

Электрические тракты измерительного и опорного каналов при этом переключателем 5 разомкнуты, поэтому появление паразитных каналов за счет прохода сигналов любой частоты из одного тракта в другой исключен. Анализ сумм $S_{21}^{\Sigma 1}, S_{21}^{\Sigma 2}, S_{21}^{\Sigma 3}$ показывает отсутствие в них условий для появления сигналов других частот. Вместе с тем испытуемый и опорный СВЧ-смесители имеют источник мощности сигнала СВЧ-гетеродина 22, подаваемого на их вторые входы через СВЧ-делители. Вот этот общий тракт гетеродина и является проводником паразитных сигналов. В работе [3], посвященной исследованию процесса измерений модуля и фазы комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей способом суммы и разности, но соединенных последовательно своими СВЧ- входами (см. рис. 9), также применен способ подачи мощности гетеродина на входы испытуемого и опорного смесителей от единого источника путем деления его СВЧ-делителем пополам и подачей каждой половины на вторые входы смесителей, которые таким образом связаны через СВЧ-делитель общим трактом. В работе приведен граф схемы, в котором выявлены пути паразитных каналов и рассчитаны их величины.

Учитывая одинаковый способ измерений параметров испытуемого СВЧ-смесителя в работе [3] и в схеме на рисунке 13, проведем анализ путей графа, приведенного на рисунке 14, с расчетом величин путей паразитных каналов за счет общего тракта гетеродина, связывающего испытуемый и опорный СВЧ-смесители.

Запишем выражения для сигналов СВЧ-гетеродина 22, по которым они попадают на диоды D_1 и D_2 испытуемого 24 и опорного 26 СВЧ-смесителей от СВЧ-гетеродина 22 через СВЧ-делитель 25. Канал сигнала СВЧ-гетеродина 22 к диоду D_1 смесителя 24, составленный по формуле Мезона (68)

$$S_{22,D1} = \frac{S_{12} \cdot S_{31}^{24} \cdot S_{23}^{24} \cdot S_{32}^{24} \cdot S_{32}^{24} \cdot S_{D1}}{1 + N_1^{22} + N_2^{22} + N_3^{22}}, \quad (68)$$

где S_{22}^{D1} – коэффициент передачи от СВЧ-гетеродина 22 до диода D1 смесителя СВЧ 24; $S_{12}^{22}, S_{21}^{VI}, S_{32}^{24}, S_{D1}$ – коэффициенты передачи в системе S-параметров путей графа; N_1, N_2, N_3 – контуры первого, второго и третьего порядков, которые рассчитываются как

$$\begin{cases} N_1 = S_{11}^{22} \cdot S_{22}^{22} + S_{11}^{25} \cdot S_{22}^{25} + S_{11} \cdot S_{22}^{24} + S_{33} \cdot S_{D2}^{24} \approx -30\text{дБ}, \\ N_2 = S_{22}^{22} \cdot S_{12}^{22} \cdot S_{11}^{22} \cdot S_{22}^{22} \cdot S_{21}^{22} + S_{22}^{25} \cdot S_{23}^{25} \cdot S_{11}^{25} \cdot S_{23}^{25} + \\ + S_{22}^{24} \cdot S_{32}^{24} \cdot S_{23}^{24} \cdot S_{33}^{24} \approx -35\text{дБ} \\ N_3 = S_{22}^{22} \cdot S_{12}^{22} \cdot S_{31}^{22} \cdot S_{23}^{25} \cdot S_{32}^{24} \cdot S_{D2} \cdot S_{23}^{24} \cdot S_{32}^{25} \cdot S_{21}^{22} \approx -40\text{дБ}. \end{cases}$$

Канал сигнала СВЧ-гетеродина 22 к диоду D2 смесителей рассчитывается по формуле Мезона вида (69)

$$S_{22}^{D2} = \frac{S_{12}^{22} \cdot S_{31}^{25} \cdot S_{14} \cdot S_{32}^{26} \cdot S_{D2}}{1 + N_1 + N_2 + N_3}, \quad (69)$$

где S_{22}^{D2} – коэффициент передачи пути от СВЧ-гетеродина 2 до диода D2 смесителей; $S_{12}^{22}, S_{31}^{25}, S_{14}, S_{32}^{26}, S_{D2}$ – коэффициенты передачи в системе S-параметров путей граф; N_1, N_2, N_3 – контур первого, второго и третьего порядков, равные.

$$\begin{cases} N_1 = S_{11}^{22} \cdot S_{22}^{22} + S_{11}^{25} \cdot S_{22}^{VII} + S_{22}^{26} \cdot S_{22}^{VII} + S_{33}^{26} \cdot S_{D2}, \\ N_2 = S_{22}^{22} \cdot S_{12}^{22} \cdot S_{11}^{22} \cdot S_{21}^{25} = -35\text{дБ}, \\ N_3 = -40\text{дБ}. \end{cases}$$

Из анализа величин контуров второго и третьего порядка следует, что они настолько малы [39], что не влияют на величину пути, рассчитываемую с применением формулы Мезона, поэтому в дальнейшем не следует учитывать замкнутые контуры выше первого.

По тракту гетеродина через СВЧ-усилитель 25 паразитные сигналы проходят из одного смесителя в другой и воздействуют на смесительные диоды D1 и D2. От диода D1 к диоду D2 путем $S_{21}^{D1,D2}$, представленным выражением (70)

$$S_{21}^{D1,D2} = \frac{S_{23}^{24} \cdot S_{22}^{VI} \cdot S_{12}^{25} \cdot S_{14}^{VII} \cdot S_{38}^{26}}{1 + N_1 + N_2 + N_3}, \quad (70)$$

где $S_{21}^{D1,D2}$ – общий путь в системе S-параметров от диода D1 к диоду D2;

$S_{23}^{24}, S_{22}^{VI}, S_{12}^{25}, S_{14}^{VII}, S_{38}^{26}$ – коэффициент передачи путей графа в системе S-параметров;

N_1, N_2, N_3 – замкнутые контуры первого, второго и третьего порядков.

От диода D2 к диоду D1 путем $S_{21}^{D2,D1}$, представленным выражением (71)

$$S_{21}^{D2,D1} = \frac{S_{32} \cdot S_{41}^{VII} \cdot S_{21}^{25} \cdot S_{22}^{VI} \cdot S_{32}^{24} \cdot S_{21}}{1 + N_1 + N_2 + N_3}, \quad (71)$$

где $S_{12}^{D2,D1}$ – общий путь в системе S-параметров от диода D2 к диоду D1;

$S_{23}^{24}, S_{21}^{25}, S_{41}^{VII}, S_{21}^{25}, S_{22}^{VI}, S_{32}^{24}, S_{21}$ – коэффициенты передачи путей графа в системе S-параметров; N_1, N_2, N_3 – замкнутые контуры первого, второго и третьего порядков.

Необходимо отметить, что замкнутые контуры графа уже первого порядка представлены произведениями коэффициентов отражения S_{11}, S_{22} при КСВ, имеющими величину 0,09, поэтому при расчетах величины коэффициента передачи по формуле Мезона их вообще можно не учитывать, а замкнутые контура N_2, N_3 имеют еще меньшую величину.

В работе [3] проведен достаточно глубокий и подробный анализ динамического диапазона измерений комплексных коэффициентов передачи СВЧ-

смесителей способом суммы и разности, в котором измерение суммы коэффициентов передачи испытуемого и опорного СВЧ-смесителей производят при их совместном соединении последовательно входами СВЧ-сигналов и применением дополнительного генератора ПЧ (см. рис. 9).

В процессе проведенного анализа установлено, что динамический диапазон измеряемых коэффициентов передачи при таком последовательном соединении смесителей имеет существенные погрешности измерений и значительное количество паразитных путей, ограничивающих динамический диапазон измерений величиной 44 дБ [3, с. 35].

Также приведено количество путей и их коэффициентов передачи паразитных сигналов, протекающих по тракту гетеродина, который одинаков для всех вариантов способа суммы и разности, в том числе в данной работе, что может быть взято за основу исследования графа на рисунке 14. Из его анализа следует, что на диод D2 опорного СВЧ-смесителя и СВЧ-делителя 25 может приходиться и часть испытательного СВЧ-сигнала от генератора испытательных сигналов 3.

Исследования динамического диапазона измеряемых коэффициентов передачи СВЧ-смесителей показали величину в 60 дБ при погрешности измерения фазовых сдвигов в 8° . В то же время существует эффективный способ, при ПЧ у испытательного СВЧ-смесителя как разность частот сигнала и гетеродина, избавиться от всех паразитных каналов ПЧ, выполнив СВЧ-делитель 25 в волноводном варианте, который обеспечит полную отсечку низкочастотных сигналов в ПЧ.

Как уже упоминалось, для каждого канала отдельно измеряются разности комплексных коэффициентов передачи между испытуемым и опорным СВЧ-смесителями, после чего вычисляются их величины. Граф, иллюстрирующий процесс измерения разности комплексных коэффициентов передачи для устройства, представленного на структурной схеме рисунка 13, приведён на рисунке 15. Нумерация графов на рисунке 15 согласована с нумерацией узлов на рисунке 13, что обеспечивает удобство их взаимного сопоставления при анализе измерительных трактов.

Переключатель 5, согласно схеме на рисунке 13, позволяет поочерёдно подключать генератор испытательных СВЧ-сигналов 3 либо к измерительному, либо к опорному каналу. Этот механизм крайне важен, так как он эффективно предотвращает появление нежелательных паразитных путей и взаимное влияние сигналов между каналами, что значительно повышает точность измерений.

Комплексный коэффициент передачи измерительного канала графа на рисунке 15 в системе S-параметров, составленный с использованием формулы Мезона, имеет вид (72)

$$S_{1.39} = \frac{S_{11}^{(5)} \cdot S_{11}^{(u)} \cdot S_{31}^{(9)} \cdot S_{33}^{(9.12)} \cdot S_{33}^{(12)} \cdot S_{21}^{(12.24)} \cdot S_{31}^{(24)} \cdot S_{21}^{(34.27)} \cdot S_{21}^{(34.36)} \cdot S_{36} \cdot S_{21}^{(36.39)}}{1 + N_1^{\Sigma}} \quad (72)$$

где $S_{1.39}$ – комплексный коэффициент передачи измерительного канала графа на рисунке 15 от генератора 3 до измерителя отношений 39; $N_1^{\Sigma 1} = S_{11}^9 \cdot S_{22}^9 + S_{33}^9 \cdot S_{33}^{12} + S_{11}^{12} \cdot S_{11}^{(12.24)} + S_{22}^{(12.24)} \cdot S_{11}^{(24)}$.

Из формулы (72) видно, что коэффициент передачи измерительного канала тем лучше, чем меньше по величине замкнутые контуры первого порядка $N_1^{\Sigma 1}$, которые состоят из произведений коэффициентов отражений входа и выхода узлов, применяемых в измерительном канале, и меньше их потери.

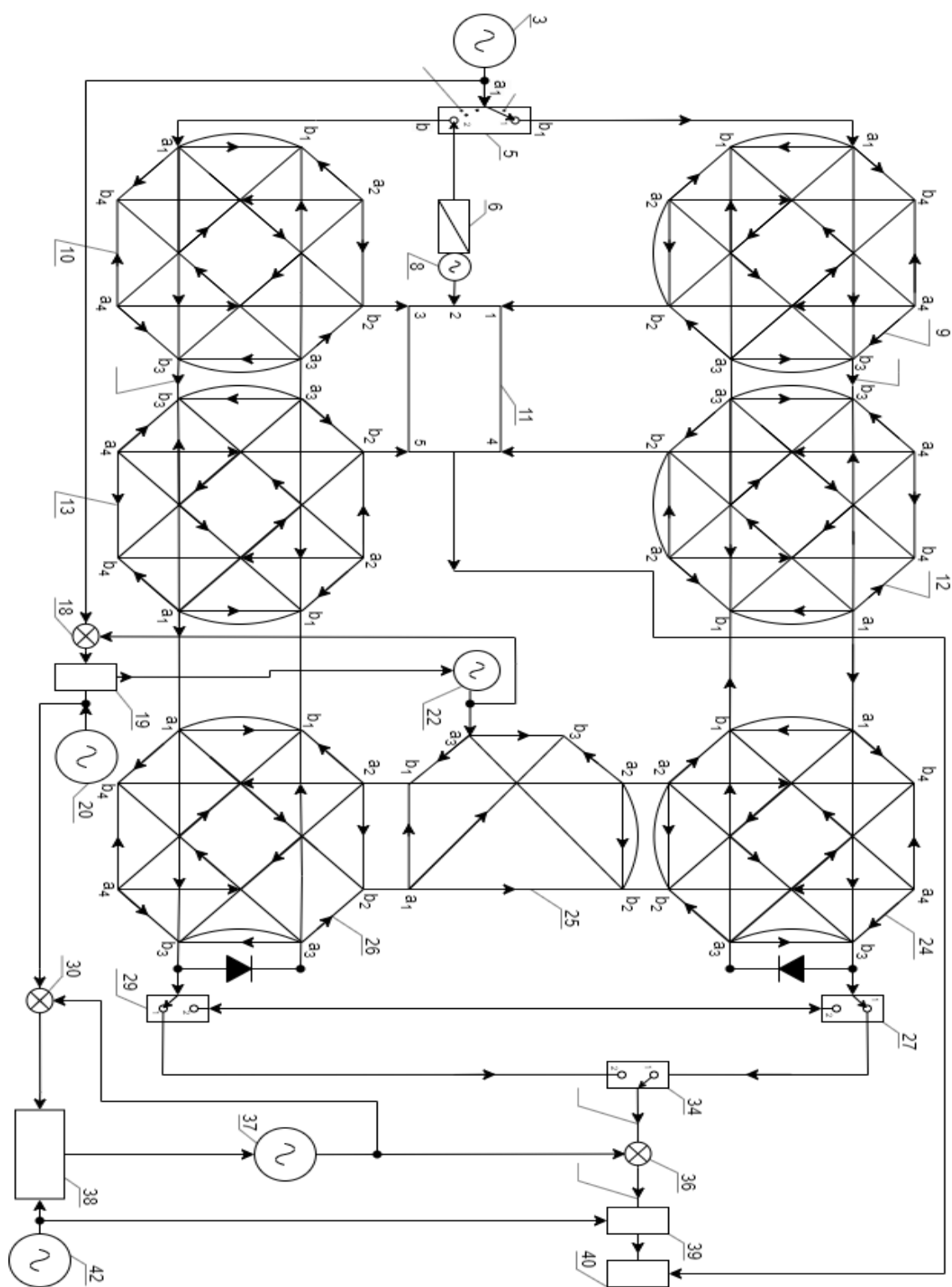


Рисунок 15 – Граф измерения разности комплексных коэффициентов передачи смесителей

Фазовые сдвиги в измерительном канале линейны, за исключением фазовых сдвигов в испытуемом СВЧ-смесителе и смесителе ПЧ 36.

Схема на рисунке 15 в системе S-параметров имеет следующий вид

$$S_{2.39} = \frac{S_{12}^{(5)} \cdot S_{11}^{(0)} \cdot S_{31}^{(10)} \cdot S_{33}^{(10.13)} \cdot S_{13}^{(13)} \cdot S_{21}^{(13.24)} \cdot S_{31}^{(26)} \cdot S_{D2} \cdot S_{21}^{(34.29)} \cdot S_{21}^{(34.36)} \cdot S_{36}}{1 + N_1^{\Sigma 2}} \quad (73)$$

где $S_{2.39}$ – комплексный коэффициент передачи опорного канала графа; $N_1^{\Sigma 2} = S_{11}^{(10)} \cdot S_{22}^{(10)} + S_{33}^{(10)} \cdot S_{33}^{(10.13)} + S_{11}^{13} \cdot S_{22}^{13} + S_{22}^{(13.26)} \cdot S_{11}^{(26)} + S_{D2} + S_{21}^{(34.29)} + S_{22}^{36}$.

Анализ полученных коэффициентов путей измерительного $S_{1.39}$ и опорного $S_{2.39}$ каналов показывает отсутствие в них условий появления путей для паразитных сигналов, которыми являются в измерительном канале сигналы и гармоники ПЧ опорного канала, в опорном канале – сигналы и гармоники измерительного канала.

Одновременно такие паразитные сигналы имеют место быть на диодах D1 и D2, приходящие на них по тракту сигнала гетеродина, связывающего оба этих диода. Это обстоятельство заставляет включать в тракт СВЧ-гетеродина полосные пропускающие фильтры, пропускающие только сигналы СВЧ-гетеродина с его частотами ω_2 . Как было показано ранее, идеальным полосно-пропускающим фильтром при низких ПЧ служит отрезок волновода, пропускающий частоты СВЧ-гетеродина ω_2 , включенный после СВЧ-делителя в каждый из двух трактов подачи сигналов гетеродина в испытуемый и опорный смесители, либо выполнение СВЧ-делителя в волноводном варианте.

При вычислении величин коэффициентов передачи измерительного и опорного каналов от генератора испытательных СВЧ-сигналов 3 до входа смесителя ПЧ 36 необходимо помнить, что ввиду их разной геометрической и электрической длин, испытательные сигналы, приходящие на входы измерителя отношений сигналов 39 из измерительного и опорного каналов, имеют при прочих равных условиях разные начальные сдвиги фаз. Для устранения этого испытуемый СВЧ-смеситель в измерительном канале заменяют на опорный СВЧ-смеситель и измеряют сдвиг фаз в измерительном канале отдельно, принимают за истинный

сдвиг фаз опорного канала. Отсутствие делителя СВЧ-сигналов у генератора испытательных СВЧ-сигналов и замена его переключателем устраняет все приходящие из одного канала в другой через делитель СВЧ паразитные сигналы, анализируемые в работе [3].

Единственный источник паразитных сигналов в измерителе на рисунке 13 – это тракт СВЧ-гетеродина, связывающий испытуемый и опорный СВЧ-смесители.

2.4 Калибровка измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей

Известно [17], что все измерительные приборы подлежат калибровке с целью определения их собственных S -параметров, влияющих на точность измерений. Собственные S -параметры измерительных портов ВАЦ являются одной из составляющих погрешностей измерений и должны учитываться [17]. Одним из способов калибровки является способ, основанный на использовании нагрузок в режимах согласованной нагрузки (СН), холостого хода (ХХ) и короткого замыкания (КЗ). Однако все известные способы калибровки не могут быть использованы в случае устройств с преобразованием частоты, так как в них входные и выходные сигналы лежат в разных диапазонах частот.

Таким образом, способы калибровки ВАЦ широко известны, неизвестны были способы калибровки двухканального супергетеродинного приемника в измерителе комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей. На рисунке 16 изображена схема нового [40] устройства, с помощью которого реализуется способ калибровки двухканального супергетеродинного приемника в измерителе комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей.

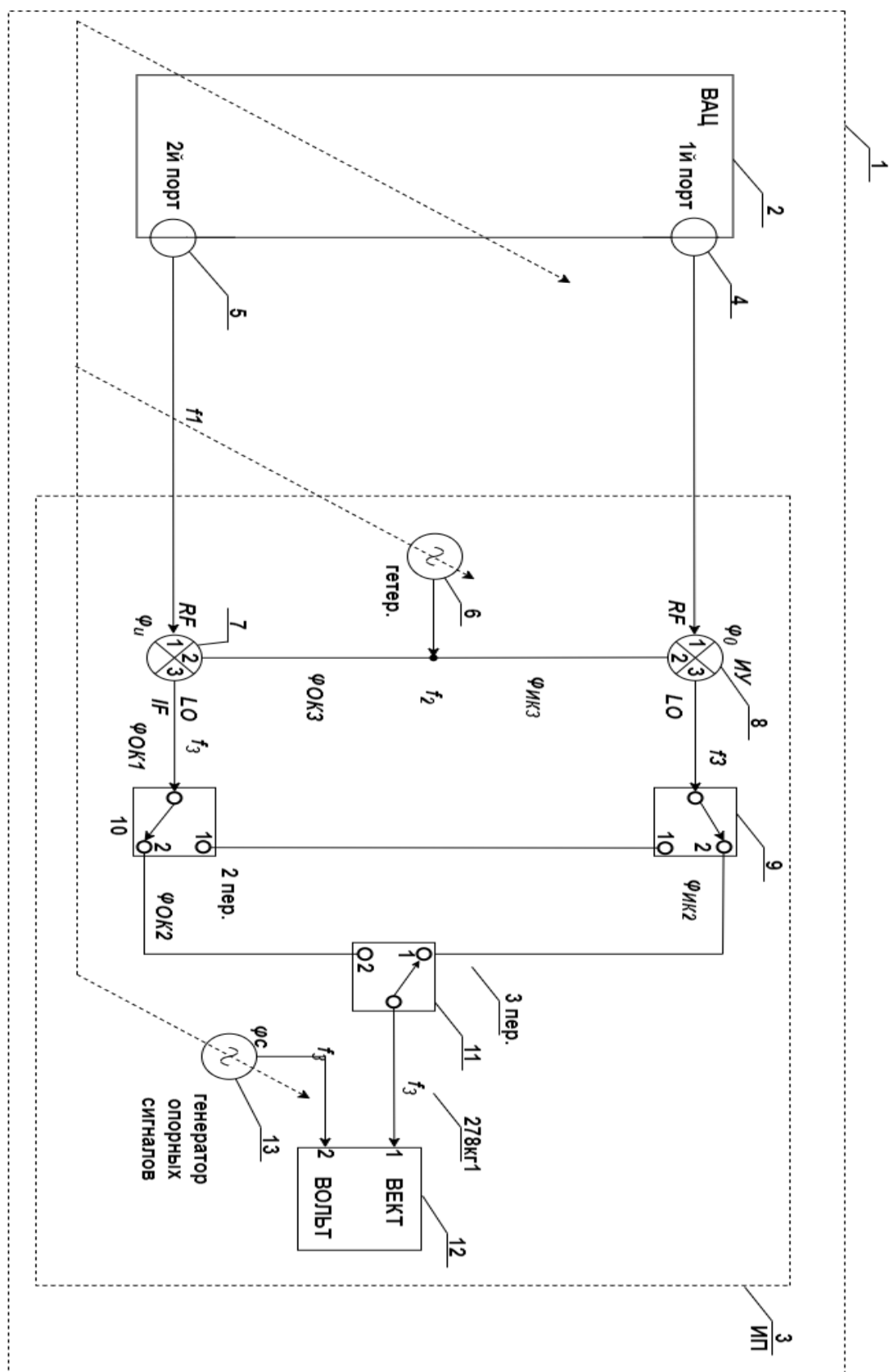


Рисунок 16 – Схема устройства калибровки двухканального супергетеродинного приемника в измерителе комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей

Устройство состоит из: измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей 1, в который входят: ВАЦ 2 с измерительным 4 и опорным 5 портами и двухканальный супергетеродинный приемник 3, который подлежит калибровке. В него входят: гетеродин СВЧ 6; испытуемый СВЧ-смеситель 7; опорный СВЧ-смеситель 8; переключатели 9, 10, 11; векторный вольтметр 12; генератор опорных частот 13.

В рамках заданной метрологической схемы, порт 4 векторного анализатора цепей (ВАЦ) непосредственно соединяется с первым сигнальным входом опорного СВЧ-смесителя 8. Этот смеситель играет центральную роль, поскольку обеспечивает когерентное преобразование частоты, что критически важно для фазовой согласованности всей системы.

Гетеродинный вход 2 смесителя 8, предназначенный для обеспечения частотной синхронизации, одновременно соединён с выходом СВЧ-гетеродина 6 и со вторым (гетеродинным) входом испытуемого СВЧ-смесителя 7. Такая архитектурная конфигурация формирует замкнутый саморегулируемый контур управления сигналом, что обеспечивает высокую стабильность частоты и повышенную точность при выполнении измерений.

Сигнал третьей промежуточной частоты (ПЧ), формируемый на выходе смесителя 7, поступает на подвижный контакт переключателя 10, выполняющего функцию динамического элемента маршрутизации в структуре измерительных трактов. Первый неподвижный контакт переключателя 10 соединён с первым стационарным контактом переключателя 9, подвижный контакт которого, в свою очередь, направляет сигнал, поступающий с третьего выхода ПЧ опорного смесителя 8. Дополнительно, второй стационарный контакт переключателя 9 напрямую соединён с первым неподвижным контактом переключателя 11. Такая схемотехническая организация обеспечивает как основной маршрут прохождения сигнала, так и формирует резервный канал, что повышает надёжность и адаптивность работы измерительной системы.

Подвижный контакт переключателя 11 подключён к первому входу векторного вольтметра 12, предназначенного для детального анализа амплитудно-

фазовых характеристик поступающих сигналов. Примечательно, что второй вход вольтметра синхронизирован с генератором опорных частот 13, обеспечивая абсолютную привязку всех измерений. Завершая контур, первый вход опорного смесителя 8 подключён ко второму порту 5 ВАЦ, окончательно формируя сложную, но крайне эффективную топологию измерительного комплекса.

Согласно принятой терминологии, участок от порта 4 ВАЦ до первого входа вольтметра 13 (при активации второго положения переключателя 9 и первого положения переключателя 11) определяется как измерительный канал, ответственный за регистрацию параметров тестируемого устройства. В противоположность этому, опорный канал (от порта 5 ВАЦ до входа 12 вольтметра) функционирует при втором положении переключателей 10 и 11, обеспечивая эталонные данные для верификации точности измерений.

Приоритетной задачей на начальном этапе является тщательный анализ функционирования устройства в неквалифицированном состоянии [41], включая оценку его базовых характеристик и стабильности параметров. Такой предварительный диагностический этап позволяет выявить исходные отклонения, температурный дрейф и нелинейные эффекты, которые могут существенно повлиять на точность последующей калибровки. Исследование работы системы до внесения корректировок обеспечивает понимание её «сырых» метрологических показателей, что критически важно для формирования адекватной модели компенсации систематических погрешностей. Для выполнения данной процедуры подвижные контакты переключателей 9 и 10 переводятся во второе положение, а переключатель 11 устанавливается в первое положение. После этого испытательный сигнал с частотой f_1 поступающий с порта 4 ВАЦ, направляется на первый вход исследуемого СВЧ-смесителя 7. Внутри смесителя 7 данный сигнал преобразуется в сигнал промежуточной частоты f_3 за счёт взаимодействия с гетеродинным сигналом частоты f_2 , формируемым СВЧ-гетеродином 6. Результирующая промежуточная частота определяется выражением $f_3 = f_1 - f_2$. Сформированный сигнал f_3 далее подаётся на первый вход векторного вольтметра 12. Его прохождение осуществляется через переключатель 9 (во втором

положении подвижного контакта) и переключатель 11 (в первом положении). В векторном вольтметре 12 данный сигнал сравнивается по фазе с опорным сигналом той же частоты, поступающим на второй вход прибора от генератора когерентных опорных частот 13.

В результате сравнения векторный вольтметр измеряет сумму сдвигов фаз $\Delta\varphi_{ик}$, вычисляемую по формуле (74)

$$\Delta\varphi_{ик} = \varphi_{и} + \varphi_{ик1} + \varphi_{ик2} + \varphi_{ик3}, \quad (74)$$

где $\Delta\varphi_{ик}$ – сумма сдвигов фаз измерительного канала; $\varphi_{и}$ – начальная фаза испытательного сигнала с частотой f_1 на первом входе испытуемого СВЧ-смесителя 7; $\varphi_{ик1}$ – сдвиг фаз сигнала ПЧ с частотой f_3 от третьего выхода ПЧ испытуемого СВЧ-смесителя 16 до подвижного контакта переключателя 9, включая и сдвиг фаз самого СВЧ-смесителя 7; $\varphi_{ик2}$ – сдвиг фаз тракта преобразованного испытательного сигнала с частотой f_3 от второго неподвижного контакта переключателя 9 до первого входа векторного вольтметра; $\varphi_{ик3}$ – сдвиг фаз, обусловленный электрической длиной тракта, соединяющего СВЧ-гетеродин 6 со вторым входом испытуемого СВЧ-смесителя 7.

После завершения предыдущего этапа переключатель 11 переводится во второе положение. Теперь испытательный сигнал с частотой f_1 поступающий из порта 5 ВАЦ, направляется на первый вход опорного СВЧ-смесителя 8. Внутри этого смесителя сигнал также подвергается преобразованию: с помощью сигнала от гетеродина 6 с частотой f_2 он преобразуется в сигнал промежуточной частоты (ПЧ), $f_{пчз} = (f_1 - f_2)$. Затем этот сигнал ПЧ проходит через переключатели 10 и 11 (оба находятся во втором положении их подвижных контактов) и поступает на первый вход векторного вольтметра 12, где также сравнивается с когерентным сигналом частоты f_3 от генератора опорных частот 13, в результате чего измеряют вторую сумму сдвигов фаз опорного канала по формуле (75)

$$\Delta\varphi_{\text{оок}} = \varphi_0 + \varphi_{\text{ок1}} + \varphi_{\text{ок2}} + \varphi_{\text{ок3}}, \quad (75)$$

где $\Delta\varphi_{\text{оок}}$ – сумма сдвигов фаз опорного канала; φ_0 – начальный сдвиг фаз испытательного сигнала с частотой f_1 на первом входе опорного СВЧ-смесителя 8; $\varphi_{\text{ок1}}$ – сдвиг фаз сигнала ПЧ с частотой f_3 от третьего выхода ПЧ опорного СВЧ-смесителя 8 до подвижного контакта переключателя 10, включая и собственный сдвиг фаз опорного СВЧ-смесителя 8; $\varphi_{\text{ок2}}$ – сдвиг фаз тракта преобразованного испытательного сигнала с частотой f_3 от второго неподвижного контакта переключателя 10 до первого входа векторного вольтметра; $\varphi_{\text{ок3}}$ – сдвиг фаз, обусловленный электрической длиной тракта, соединяющего СВЧ-гетеродин 6 со вторым входом опорного СВЧ-смесителя 8.

Далее происходит вычисление уравнения (74) и (75) для нахождения разности $\Delta\varphi$ фазового отклонения $\varphi_{\text{и}}$ испытуемого СВЧ-смесителя 7 и угла сдвига фаз φ_0 опорного СВЧ-смесителя 8 в виде (76)

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{ик}} - \Delta\varphi_{\text{ок}} - \Delta\varphi_{\text{ик1}} - \Delta\varphi_{\text{ик2}} - \Delta\varphi_{\text{ик3}} + \varphi_{\text{ик3}} + \varphi_{\text{ок1}} + \varphi_{\text{ок2}} + \varphi_{\text{ок3}}. \quad (76)$$

В полученном выражении (76) слагаемые $\Delta\varphi_{\text{ик}}$ и $\Delta\varphi_{\text{ок}}$, представляющие собой электрические длины трактов передачи испытательных сигналов, известны, и в случае их равенства выражение 77 можно вычислить. Однако на практике получить полностью идентичные по электрической длине каналы не удастся. Набег же фазы, вызванный разной электрической длиной трактов ПЧ, при расчетах снижает точность измерений. Для выявления этой погрешности и увеличения точности при проведении измерений необходима калибровка, которую проводят следующим образом.

В измерительном канале испытуемый СВЧ-смеситель заменяют опорным и с ним опять проводят измерение сдвига фаз, в результате которого фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ в формуле (76) приобретает новую величину $\Delta\varphi_{\text{к}}$, определяемую только сдвигом фаз опорного СВЧ-смесителя в измерительном канале вида (77)

$$\Delta\varphi_k = \Delta\varphi_{оик} - \Delta\varphi_{оок} = \varphi_{ик1} + \varphi_{ик2} + \varphi_{ик3} - \varphi_{ок3} - \varphi_{ок2} - \varphi_{ок1}, \quad (77)$$

где $\varphi_{ик}$ – сдвиги фаз испытуемого смесителя в измерительном канале; $\varphi_{ок}$ – сдвиги фаз опорного смесителя в измерительном канале.

Разность $\Delta\varphi_k$ сдвигов фаз испытуемого и опорного СВЧ-смесителей в измерительном канале и есть тот дополнительный фазовый сдвиг, который выявляется в процессе калибровки и который необходимо учитывать при расчетах.

2.5 Определение амплитудно-фазовой погрешности СВЧ-смесителя, измерителя его комплексных коэффициентов передачи

Каждый полупроводниковый диод, как известно, имеет барьерную и динамическую емкость р-п перехода, которые определяются величиной напряжения, приложенного к переходу, при его изменении меняется и емкость. Эта емкость и определяет сдвиг фаз, вносимый диодом в протекающий через него сигнал. Любые изменения величины напряжения, приложенного к переходу, вызывают изменение его емкости, а следовательно, и фазы протекающего через диод сигнала, что и вызывает амплитудно-фазовую погрешность.

Методика определения фазовой погрешности полупроводниковых диодов СВЧ-смесителей базируется на применении уравнений, описывающих зависимость фазовых сдвигов от токовой нагрузки и барьерной ёмкости р-п перехода. Путем анализа корреляции между изменением амплитуды испытательного СВЧ-сигнала и динамикой фазовых отклонений, обусловленных нелинейными свойствами диода, вычисляют вклад ёмкостных параметров переходов в общую погрешность. Это позволяет количественно оценить влияние амплитудной модуляции сигнала на стабильность фазовых характеристик устройства, что критически важно для точной калибровки высокочастотных систем [42].

На Рисунке 17 представлена блок-схема устройства, разработанного для реализации метода определения амплитудно-фазовой погрешности. Это устройство включает в себя несколько важных компонентов. В частности, переключатели 1, 3, 8 и 11 обеспечивают гибкую коммутацию сигналов. Источником же тестовых сигналов является двухчастотный источник когерентных первого и второго испытательных СВЧ-сигналов 2. Измерение токов и напряжений осуществляется с помощью ампервольтметров 4 и 7. В состав устройства также входят СВЧ-смесители 5 и 6, равноплечный делитель 9, и генератор промежуточной частоты (ПЧ) 10. Для измерения фазовых соотношений и отношений сигналов используется фазометр двухканального индикатора отношений 12. Полученные данные обрабатываются вычислителем 13, а приём сигналов осуществляется двухканальным супергетеродинным приёмником 14.

Работа системы начинается с установки переключателей 1, 3, 8 и 11 в их исходные положения. Этот этап имеет критически важное значение, поскольку обеспечивает синхронизацию электрических длин трактов, что является необходимым условием для проведения высокоточных измерений.

После этого первый испытательный СВЧ-сигнал с частотой ω_1 подаётся на соответствующий вход измерительной схемы. Параллельно сигнал с частотой ω_2 , формируемый на втором выходе того же источника 2, направляется на вторые (гетеродинные) входы смесителей 5 и 6. Такая подача сигналов создаёт когерентную измерительную среду, что критически важно для дальнейшего анализа. Корректность синхронизации трактов подтверждается нулевыми показаниями фазометра двухканального индикатора отношений 12. Это свидетельствует о компенсации фазовых рассогласований и достижении оптимального энергетического баланса в системе. Данный этап имеет первостепенное значение для минимизации систематических погрешностей, обусловленных асимметрией распространения сигналов в высокочастотных цепях. Для выполнения этой процедуры используется дополнительный СВЧ-смеситель (не показанный на рисунке 17), который временно устанавливается вместо штатного СВЧ-смесителя 6. После выравнивания электрических длин трактов

дополнительный смеситель заменяется на штатный СВЧ-смеситель 6, и производится измерение фазовой разности между фазовым сдвигом, вносимым СВЧ-смесителем 5 (фаза φ_1), и фазовым сдвигом СВЧ-смесителя 6 (фаза φ_2). Измерение осуществляется с использованием индикатора отношений 12 на промежуточной частоте ω_3 , которая образуется как разность между частотами первого и второго испытательных СВЧ-сигналов: $u_1 = u_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ и $u_2 = u_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ по формуле (78)

$$u_3 = u_{m1} u_{m2} [\cos(\omega_1 - \omega_2) t + \varphi_1 - \varphi_2] = u_{m3} \cos(\omega_3 t + \varphi_1 - \varphi_2), \quad (78)$$

где φ_1 и φ_2 – сдвиги фаз СВЧ-смесителей 5 и 6 соответственно.

Численные значения разности фаз $\varphi_1 - \varphi_2$ из индикатора отношений 12 подают в вычислитель 13 через его третий вход в виде (79)

$$A = \varphi_1 - \varphi_2. \quad (79)$$

При этом подключение второго испытательного СВЧ-сигнала ω_2 ко вторым входам смесителей 5 и 6 сохраняется без изменений, поддерживая стабильность гетеродинного преобразования. В результате на третьем выходе смесителя 5 формируется сигнал ПЧ ω_3 , содержащий сумму сдвигов фаз СВЧ-смесителей 5 φ_1 и 6 φ_2 в виде (80)

$$u_3 = u_{m3} \cos(\omega_3 t + \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3), \quad (80)$$

который подаётся на первый вход двухканального индикатора отношений 12. На второй вход того же индикатора одновременно поступает опорный сигнал с частотой ω_3 , формируемый генератором ПЧ 10 и подаваемый через второй выход равноплечного делителя 9.

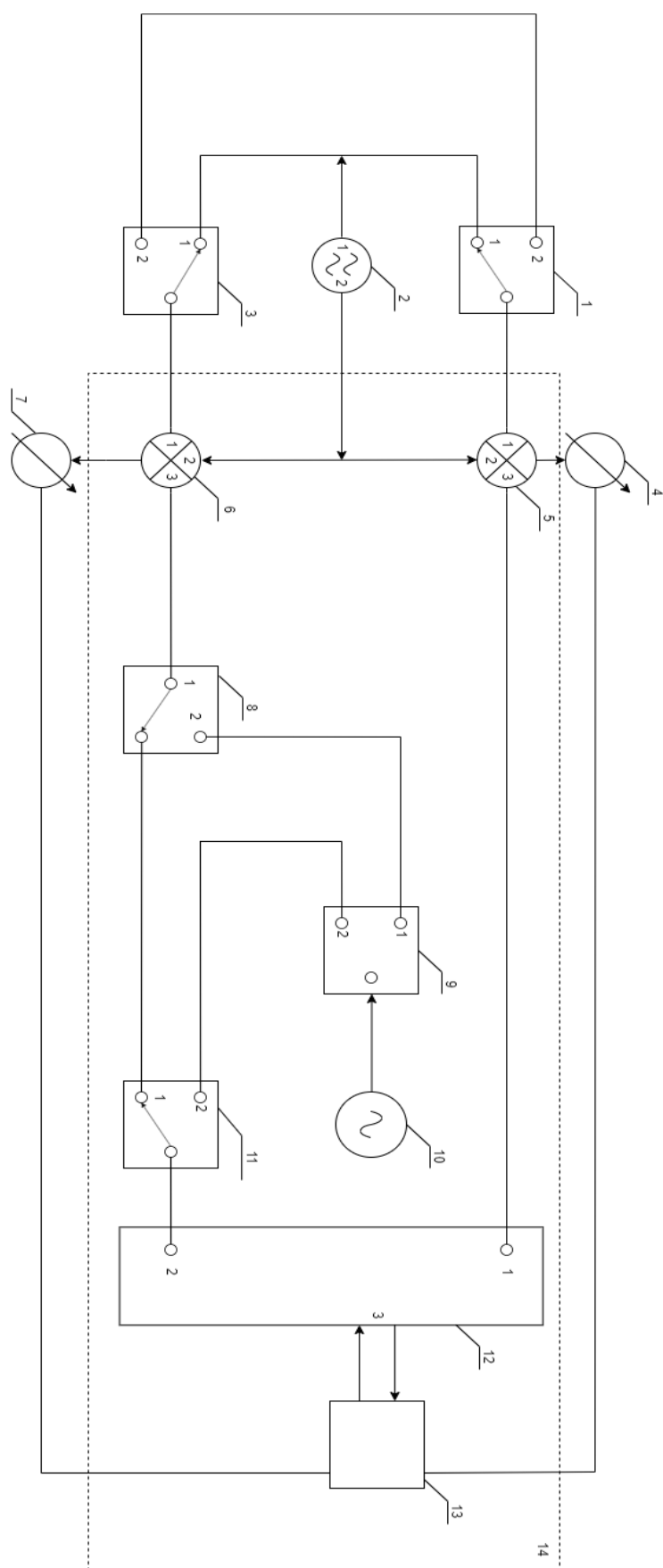


Рисунок 17 – Блок-схема устройства, реализующего способ определения амплитудно-фазовой погрешности

Опорный сигнал имеет вид, соответствующий выражению (81)

$$u_3 = u_{m3} \cos(\omega_3 t + \varphi_3). \quad (81)$$

В индикаторе отношений 12 выделяют сдвиг фаз, равный сумме сдвигов фаз СВЧ-смесителя 5 φ_1 и СВЧ-смесителя 6 φ_2 , в виде (82)

$$B = \varphi_1 + \varphi_2. \quad (82)$$

Результат также вносят в память вычислителя 13, представляющего собой микропроцессор, где, решается система уравнений, составленная из выражений (80), (83), в виде (83)

$$\begin{cases} \varphi_1 - \varphi_2 = A \\ \varphi_1 + \varphi_2 = B. \end{cases} \quad (83)$$

Проведенный анализ показывает, что общий сдвиг фаз, возникающий в СВЧ-смесителе, определяется только общей величиной емкости р-п перехода его смесительного диода, которая в свою очередь определяется суммой напряжений, приложенных к р-п переходу. Изменение общей амплитуды приложенных напряжений по разным причинам, в том числе и от постоянных паразитных сигналов, и является причиной амплитудно-фазовой погрешности.

Была доработана [30] методика для расчета амплитудно-фазовой погрешности, которая получена следующий образом.

Полупроводниковый смесительный диод, функционально аппроксимируемый эквивалентной схемой (рис. 4), характеризуется совокупностью нелинейных компонентов, ключевым из которых является суммарная ёмкость C_Σ .

Исходя из эквивалентной схемы смесительного диода СВЧ его комплексное сопротивление Z_n на частоте первого испытательного сигнала СВЧ $\omega_1 = 2\pi f_1$ может быть описано выражением (84)

$$Z_n = \frac{r_g}{1 + r_g^2 C_\Sigma^2 (2\pi f_1)^2} - j \frac{r_g^2 (2\pi f_1) C_\Sigma}{1 + r_g^2 C_\Sigma^2 (2\pi f_1)^2}. \quad (84)$$

Путём анализа соотношения действительной и мнимой частей выражения (84) выводится формула для определения фазового сдвига, вносимого смесительным диодом СВЧ в испытательный сигнал с частотой ω_1 в процессе его гетеродинного преобразования в сигнал промежуточной частоты. Полученное выражение приводится в виде формулы (85)

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{x}{a} = -2\pi f_1 r_g C_\Sigma. \quad (85)$$

В приведённом выражении величина φ_0 представляет собой измеряемый фазовый сдвиг, соответствующий либо первому СВЧ-смесителю 5, либо второму СВЧ-смесителю 6. Данный фазовый сдвиг полностью обусловлен внутренними параметрами используемого смесительного СВЧ-диода [43]. Ток, протекающий через диод в процессе преобразования частоты, описывается известным выражением, приведённым в формуле (86)

$$J_{\text{пр}} = J_0 \left(e^{\frac{u}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad (86)$$

где $J_{\text{пр}}$ – ток, протекающий через диод; J_0 – ток неосновных носителей заряда в р-п переходе; φ_T – термический потенциал, равный $\varphi_T = \frac{e}{kT}$, где e – заряд

электрона, K – постоянная Больцмана, T – температура по Кельвину; u – напряжение, приложенное к р-п переходу.

Продифференцировав (86) по напряжению, получим выражение для расчета динамического сопротивления (87)

$$\frac{dJ_{\text{пр}}}{dU} = \frac{J_0}{\varphi_T} e^{\frac{u}{\varphi_T}} = \frac{1}{\mathcal{L}_d}. \quad (87)$$

Продифференцировав (84) по частоте, получим выражение (88)

$$\frac{d\varphi_0}{df} = - \frac{R\pi\mathcal{L}_g C_\Sigma}{1 + 4\pi^2 f^2 \mathcal{L}_g C_\Sigma^2}. \quad (88)$$

И подставив (86) в (87), получим выражение для расчета амплитудно-фазовой погрешности в виде (89)

$$\partial\varphi_0 = \frac{2\pi f_0 C_\Sigma \varphi_T}{(J_{\text{пр}} + J_0)^2 + 4\pi^2 f_0^2 C_\Sigma^2 \varphi_T^2} \partial J_{\text{пр}}. \quad (89)$$

Для расчёта амплитудно-фазовой погрешности, как показывает уравнение (89), необходимо установить две основные величины: ток диода $J_{\text{пр}}$, и суммарную ёмкость C_Σ . Указанный параметр связан с динамическим сопротивлением, которое отражает нелинейные характеристики р-п перехода и определяется положением рабочей точки на его вольтамперной характеристике. Для экспериментального определения этих величин применяется метод синхронного измерения тока, протекающего через смесительный диод, и напряжения, падающего на его переходе. Для этого в измерительную цепь интегрируются прецизионные ампервольтметры (4 или 7). Собранные данные позволяют реконструировать импедансную модель диода. Это является необходимым условием для точного

прогнозирования его поведения в высокочастотных режимах и, как следствие, для минимизации систематических погрешностей в СВЧ-трактах.

Метод определения амплитудно-фазовых искажений, вносимых СВЧ-смесителями в процессе измерения комплексных коэффициентов передачи, реализуется в виде поэтапного алгоритма. Данная методика сочетает в себе результаты экспериментальных измерений с аналитическим этапом обработки, строго придерживаясь заданной последовательности операций:

1) на начальном этапе производится измерение и последующее вычисление истинного значения фазового сдвига φ_0 , обусловленного работой СВЧ-смесительного диода. Указанный фазовый сдвиг определяется на рабочей частоте f_1 исследуемого СВЧ-сигнала и соответствует конкретной рабочей точке на вольтамперной характеристике (ВАХ) смесительного диода, используемого в составе СВЧ-смесителя;

2) осуществляется измерение тока $J_{\text{пр}}$ протекающего через смесительный СВЧ-диод, а также регистрация величины падения напряжения на его р-п переходе. На основе полученных экспериментальных данных и с использованием выражения (86) вычисляется значение динамического сопротивления, соответствующее заданной рабочей точке на вольтамперной характеристике (ВАХ) диода;

3) на основании экспериментально определённых параметров — динамического сопротивления и фазового сдвига — с использованием выражения (84) рассчитывается суммарная ёмкость C_{Σ} р-п перехода смесительного СВЧ-диода;

4) путём применения выражения (89) устанавливается функциональная зависимость между изменением фазового сдвига $\partial\varphi_0$ и вариацией прямого тока $\partial J_{\text{пр}}$, протекающего через смесительный диод. Данная зависимость отражает чувствительность фазы к колебаниям токовых режимов и, по сути, характеризует амплитудно-фазовую погрешность, вносимую СВЧ-смесителем в процессе преобразования сигнала.

В завершение следует подчеркнуть, что амплитудно-фазовая погрешность присутствует во всех случаях, когда на смесительный СВЧ-диод воздействуют

паразитные сигналы с частотами, отличными от основной испытательной частоты СВЧ-диапазона. Кроме того, вариации амплитуды основного испытательного сигнала при его изменении в рабочем частотном диапазоне также вносят значительный вклад в формирование указанной погрешности, обусловленный нелинейностью характеристик преобразования.

Выводы к главе 2

1. Доработана для применения методика определения коэффициентов в отражении смесителей СВЧ.

2. Выполнен сравнительный анализ путей построения устройств для измерения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей способом суммы и разности, в результате которого: 1) разработана новая структурная схема построения измерителя, в котором подача испытательного СВЧ-сигнала в его измерительный и опорный каналы от генератора МАЧ таких сигналов производится с помощью переключателя; 2) показано, что применение для этих целей трехдецибельного делителя СВЧ порождает массу каналов для прохождения паразитных сигналов из одного канала в другой

3. Разработано новое устройство и представлено описание его работы в режимах измерения суммы и разности комплексных коэффициентов передачи испытуемого и опорного СВЧ-смесителей.

4. Показана целесообразность последовательного соединения смесителей в режиме измерения суммы их коэффициентов передачи выходами ПЧ.

5. Сформированы графы путей распространения сигналов в системе S-параметров. На их основе выполнен всесторонний анализ поведения испытательных СВЧ-сигналов в трактах измерительного и опорного каналов. Этот анализ начинался непосредственно от генератора испытательных СВЧ-сигналов и распространялся до входа измерителя отношений сигналов двухканального супергетеродинного приёмника. Особое внимание было уделено двум ключевым сценариям: режиму измерения суммы коэффициентов передачи испытуемого и опорного СВЧ-смесителей, когда они соединены последовательно по их ПЧ-

выходам, и режиму, при котором коэффициенты передачи испытуемого и опорного СВЧ-смесителей измеряются отдельно.

6. Используя тщательно разработанный и проанализированный граф в системе S-параметров, мы провели детальное исследование СВЧ-тракта, который соединяет испытуемый и опорный СВЧ-смесители через СВЧ-делитель с общим для них источником сигналов от СВЧ-гетеродина. В ходе этого исследования [32] были идентифицированы конкретные пути проникновения паразитных сигналов на промежуточных частотах (ПЧ), которые генерируются как в измерительном, так и в опорном СВЧ-смесителях. На основании этих данных был предложен метод устранения данного нежелательного влияния.

7. Предложен способ калибровки двухканального супергетеродинного приемника в измерителе комплексных коэффициентов СВЧ-смесителей.

8. Разработан способ определения амплитудно-фазовой погрешности в измерителе комплексных коэффициентов передачи.

Глава 3. Устройства для измерения и вычисления комплексных параметров СВЧ-смесителей

3.1 Векторный анализатор цепей

Измерительный комплекс для определения комплексных коэффициентов передачи (или параметров) СВЧ-смесителей интегрирует в свою структуру векторный анализатор цепей (ВАЦ), который выполняет двойную функцию. Он выступает [44-46] как источник испытательных СВЧ-сигналов и одновременно служит для измерения суммарных коэффициентов передачи испытуемого и опорного СВЧ-смесителей, соединённых последовательно по их ПЧ-выходам.

Отсюда вытекает, что на точность, динамический диапазон и суммарные погрешности всего измерителя комплексных параметров СВЧ-смесителей непосредственное влияние оказывают характеристики векторного анализатора цепей (ВАЦ). По сути, именно ВАЦ выступает в роли основного компонента этой измерительной системы. Конструктивно данный ВАЦ представляет собой специализированный прибор, разработанный для высокоточного определения комплексных коэффициентов передачи и отражения в различных СВЧ-четырёхполюсниках.

Структурная схема векторного анализатора цепей, иллюстрирующая его архитектуру в качестве измерителя отражения СВЧ-четырёхполюсников и коэффициентов передачи, с возможностью измерения полного комплекта их S -параметров, приведена на рисунке 18.

С целью выявления путей улучшения электрических характеристик следует рассмотреть пути и принципы построения ВАЦ, условия работы и аттестации. Структурная схема на рисунке 18 есть классическая схема построения ВАЦ [911], она содержит: переключатель 1 (5 на рис. 13); генератор испытательных сигналов

СВЧ 2 (3 на рис. 13); гетеродин 3 (8 на рис. 13); смесители 5, 7, 10, 11 (внутри векторного вольтметра 11 на рис. 13); НО 4, 8, 9, 12 (9, 10, 12, 13 соответственно на рис. 13); векторный вольтметр 6; испытуемый четырехполюсник 13.

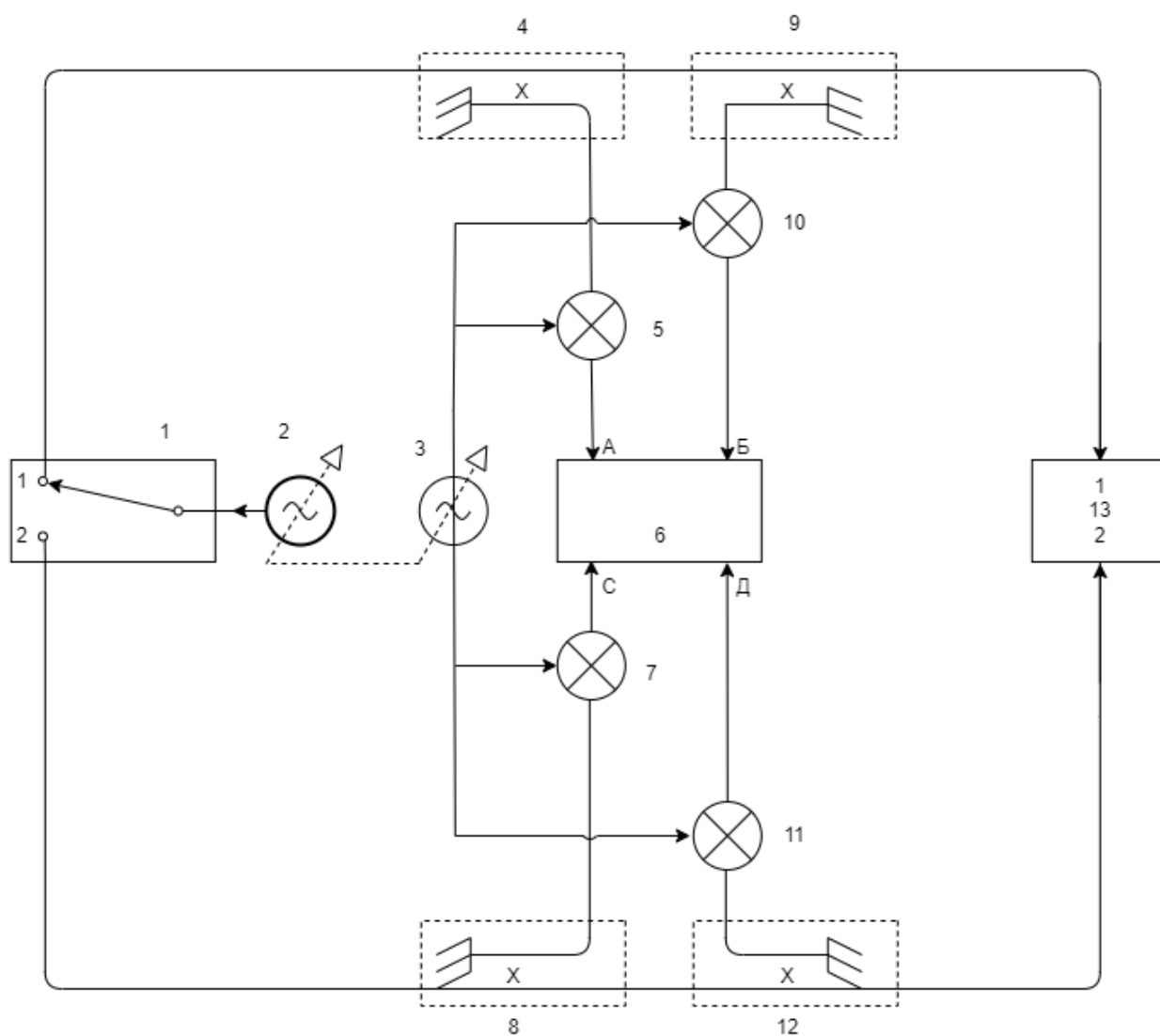


Рисунок 18 – Структурная схема ВАЦ

Представленная схема функционирует по чётко определённом алгоритму. Изначально, испытательный сигнал, генерируемый генератором СВЧ 2 с частотой ω_1 , подаётся на первый разъём испытуемого СВЧ-четырёхполюсника 13. Этот сигнал движется по тракту, проходя через переключатель 1, который должен

находиться в своём первом положении. Далее, он следует через первичные каналы направленных ответвителей (НО) 4 и 9. Эти ответвители сконфигурированы по схеме рефлектометра: НО 4 включён в прямом направлении, а НО 9 — в обратном. прохождения через четырёхполюсник, сигнал со второго разъёма направляется в первичные каналы направленных ответвителей (НО) 12 и 8. Эти ответвители, как и НО 4 и 9, также настроены по схеме рефлектометра, что гарантирует симметричность измерений и точность получаемых данных. Затем, СВЧ-сигналы, отведённые вторичными каналами направленных ответвителей (НО) 4, 9, 8 и 12, поступают в соответствующие СВЧ-смесители 5, 7, 10 и 11. Внутри этих смесителей происходит ключевое преобразование: отведённые сигналы смешиваются с сигналом частотой ω_2 , который генерируется генератором СВЧ 3 и выполняет роль гетеродина. В результате этого процесса на входе смесителей образуется сигнал промежуточной частоты (ПЧ) ω_3 . Этот сигнал поступает на входные интерфейсы А, В, С и D векторного вольтметра 6. Конечным объектом измерений, представляющим интерес для анализа, является комплексное амплитудно-фазовое отношение сигналов А/В. Это отношение характеризует коэффициент передачи в прямом направлении (от порта 1 к порту 2) при воздействии испытательного СВЧ-сигнала. Также измеряется комплексное отношение сигналов А/В, которое характеризует коэффициент отражения первого порта испытуемого СВЧ-четырёхполюсника 13 в том же направлении испытательного сигнала.

Когда подвижный контакт переключателя 1 (5 на Рисунке 13) переводится во второе положение, происходит инверсия направления распространения генерируемого испытательного СВЧ-сигнала. Эта реконфигурация тракта немедленно открывает возможность для измерения отношения сигналов С/В, что непосредственно характеризует комплексный коэффициент передачи исследуемого СВЧ-четырёхполюсника от второго разъёма при фиксированном отношении С/В, что является ключевым для анализа двунаправленных свойств устройства. Важным аспектом методики является учет нагрузки на согласующую нагрузку (СН), подключённую к статичному контакту переключателя 1 (6 на

рис. 13), поскольку её импедансные характеристики напрямую влияют на точность измерений. Стоит отметить, что наличие гетеродинного тракта на рис. 18 не играет принципиальной роли в контексте данной задачи, так как его основное назначение заключается в частотном преобразовании испытательного СВЧ-сигнала (частота ω_1), несущего информацию о S-параметрах четырёхполюсника 13, в сигнал промежуточной частоты ω_3 за счёт смешения с гетеродинным сигналом ω_2 . Результирующий сигнал ПЧ подвергается детальному анализу с помощью векторного вольтметра 6 (11 на рис. 13), который обеспечивает выделение амплитудно-фазовых компонент, необходимых для расчёта метрологических характеристик устройства.

Конструкция измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-четырёхполюсников обеспечивает определение всех элементов матрицы рассеяния без необходимости перекоммутации входных портов. Это позволяет посредством математического анализа рассчитать полный набор S-параметров (S_{11} , S_{22} , S_{12} , S_{21}), характеризующих устройство.

Конструкция измерительного прибора базируется на двух основных модулях: высокочастотный блок (СВЧ-секция) и анализатор амплитудно-фазовых параметров (векторный вольтметр).

Эквивалентная схема измерений в символической направленном графе [28] приведена на рисунке 19.

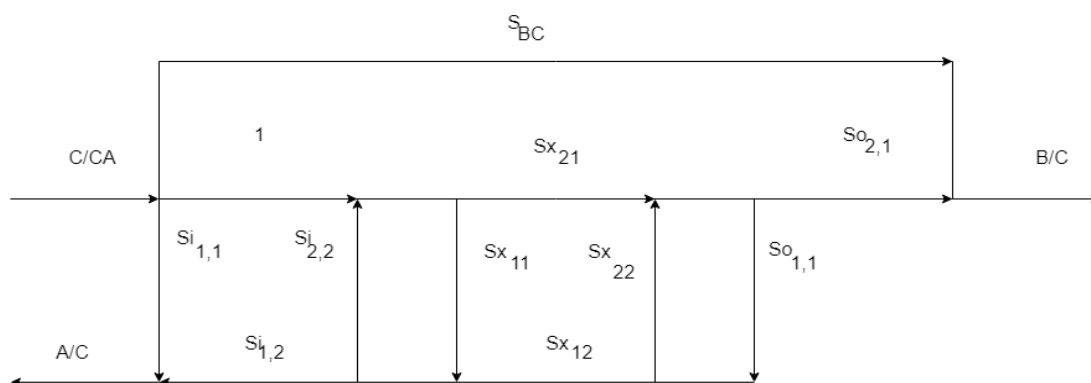


Рисунок 19 – Направленный граф параметров, определяемых измерителем S-параметров

Основными измеряемыми величинами являются параметры S_x , представленные на рисунке 19. Однако, помимо полезного сигнала, в системе присутствуют паразитные компоненты, моделируемые четырёхполюсными элементами S_i и S_0 , подключёнными последовательно на входе и выходе исследуемого объекта. Измерительная схема оптимизирована для исключения избыточных элементов, однако систематические погрешности, связанные с неидеальностью компонентов, остаются неустранёнными. Обозначив измеряемый коэффициент отражения первого разъема A/B через $S_{izm_{11}}$, а коэффициент передачи A/D через $S_{izm_{21}}$, получим выражения (90,91)

$$S_{izm_{11}} =$$

$$= S_{i_{11}} + \frac{S_{i_{12}}S_{x_{11}} - S_{i_{12}}S_{x_{11}}S_{x_{22}}S_{0_{11}} + S_{i_{12}}S_{0_{11}}S_{x_{12}}S_{x_{21}}}{1 - S_{i_{22}}S_{x_{11}} - S_{0_{12}}S_{x_{22}} - S_{0_{11}}S_{i_{22}}S_{x_{12}}S_{x_{21}} + S_{0_{11}}S_{i_{22}}S_{x_{11}}S_{x_{22}}}, \quad (90)$$

$$S_{izm_{21}} = S_{BC} + \frac{S_{x_{21}}S_{0_{21}}}{1 - S_{i_{22}}S_{x_{11}} - S_{0_{11}}S_{x_{22}} - S_{0_{11}}S_{i_{22}}S_{x_{12}}S_{x_{21}} + S_{0_{11}}S_{i_{22}}S_{x_{11}}S_{x_{22}}}. \quad (91)$$

Решение системы уравнений возможно лишь при введении двух дополнительных соотношений, поскольку исходные выражения содержат все четыре комплексных параметра матрицы рассеяния исследуемого устройства.

Основной вывод выполненного исследования заключается в следующем: для достижения полной компенсации систематических погрешностей, возникающих из-за высокочастотных элементов оборудования, необходимо комплексно рассчитывать все четыре элемента матрицы рассеяния тестируемого четырёхполюсника. Это положение служит теоретическим обоснованием интеграции переключателя 1 в схему (рис. 18), так как его функционал обеспечивает необходимую коммутацию трактов для последовательного измерения каждого параметра матрицы, что является обязательным условием достижения метрологической точности в СВЧ-диапазоне, который гарантирует возможность измерения полного набора S-параметров тестируемого СВЧ-

четырёхполюсника без изменения конфигурации устройства. Последующий этап математической обработки предполагает решение системы четырёх уравнений (90) и (91) для определения параметров $S_{x_{11}}$, $S_{x_{21}}$, $S_{x_{12}}$, $S_{x_{22}}$.

Представленные выводы остаются действительными лишь при условии наличия данных о внутренних характеристиках прибора для каждой частоты в рамках исследуемого диапазона. Выявление нежелательных параметров четырёхполюсников, влияющих на измерения, осуществляется в ходе калибровки (метрологической аттестации) оборудования [26]. Таким образом, в каждой частотной точке необходимо рассчитать 12 независимых комплексных коэффициентов, характеризующих взаимодействие сигналов в системе. Процедура аттестации, основанная на определении шести комплексных констант, полностью характеризует её суть. Учитывая, что оставшиеся шесть констант вычисляются аналогичным методом при обратном направлении подачи мощности, анализ целесообразно ограничить первым этапом аттестационных операций.

3.2 Принцип аттестации измерителя S-параметров

Рассмотрим процедуру калибровки, реализуемую по OSLT-методу. Указанный процесс условно разделяется на две слабо взаимосвязанные стадии: первая направлена на калибровку измерительного порта, вторая — на получение параметров передачи $S_{0_{21}}$ и отражения $S_{0_{11}}$. В соответствии с топологией, представленной на рисунке 18, входной разъём исследуемого СВЧ-четырёхполюсника 13 обозначается как измерительный порт 1, в то время как выходной разъём принимается за измерительный порт 2. Графовая модель, приведённая на рисунке 20, полностью описывает метрологические характеристики измерительного порта устройства, включая такие структурные компоненты, как направленность порта S_{11} , характеризующую уровень отражений на входе, коэффициент отражения выходного порта S_{22} , параметр обратного рассеяния S_{12} , отражающий неравномерность передачи в обратном направлении, и

коэффициент прямой передачи S_{21} , условно нормированный к единице для упрощения аналитической модели. В целях снижения сложности математических расчётов символ «i», связанный с мнимой составляющей комплексных величин, исключается из последующего анализа. К входному порту системы подключена согласующая нагрузка, коэффициент отражения которой Γ_x учитывает влияние импедансных неоднородностей на точность измерений, что особенно критично при работе в высокочастотном диапазоне [19].

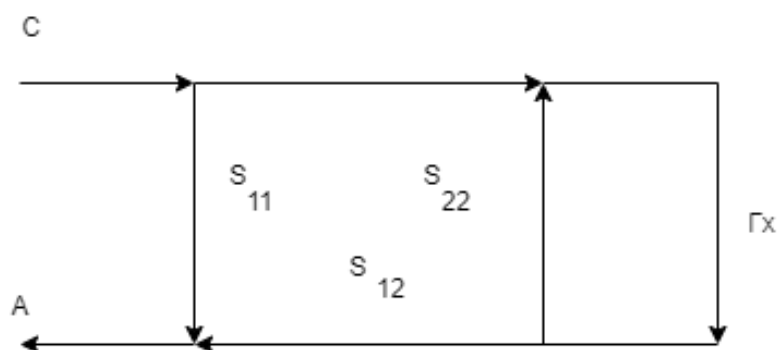


Рисунок 20 – Граф измерительного порта в системе S-параметров

Основной задачей калибровки порта измерительной системы является определение комплексных параметров матрицы рассеяния S_{11}, S_{22}, S_{12} , путём применения эталонных устройств с предварительно измеренными характеристиками.

Метод OSL-калибровки порта предполагает использование трёх эталонных нагрузок с калиброванными параметрами: холостой ход (ХХ), короткое замыкание (КЗ) и согласованная нагрузка (СН).

В рамках данной процедуры выполняются измерения коэффициентов отражения – Γ_{x1} , Γ_{x2} и Γ_{x3} – для указанных нагрузок, на основе которых вычисляются собственные S-параметры измерительного порта S_{11}, S_{22}, S_{12} через матрицу рассеяния. Согласно теории направленных графов, эквивалентный коэффициент отражения S_x на входе порта определяется стандартным выражением

[47] вида (92), формализующим взаимосвязь параметров в рамках заданной топологии измерительной системы.

$$S_X(\Gamma_{X_n}) = S_{11} + S_{12} \frac{\Gamma_{X_n}}{1 - S_{22}\Gamma_{X_n}}, \quad (92)$$

где n – порядковый номер измерения с соответствующей нагрузкой Γ_{x1} , Γ_{x2} и Γ_{x3} , $n = 1, 2, 3$.

Задача, решаемая при аттестации порта: найти численные величины $S_{11}, S_{22}, S_{12}, S_{21}$, решая систему из трех уравнений [48], составленных в результате измерения трех нагрузок Γ_{x1} , Γ_{x2} и Γ_{x3} , содержащих собственные параметры порта $S_X, S_{11}, S_{22}, S_{12}$, в виде (93–95)

$$S_{11} = \frac{S_X(\Gamma_{X_1})S_X(\Gamma_{X_2})c0 + S_X(\Gamma_{X_1})S_X(\Gamma_{X_3})b0 + S_X(\Gamma_{X_2})S_X(\Gamma_{X_3})a0}{S_X(\Gamma_{X_1})a0 + S_X(\Gamma_{X_2})b0 + S_X(\Gamma_{X_3})c0}, \quad (93)$$

$$S_{12} = \frac{d0[S_X(\Gamma_{X_1})^2(S_X(\Gamma_{X_3}) - S_X(\Gamma_{X_2})) + S_X(\Gamma_{X_2})^2(S_X(\Gamma_{X_1}) - S_X(\Gamma_{X_3}))]}{(S_X(\Gamma_{X_1})a0 + S_X(\Gamma_{X_2})b0 + S_X(\Gamma_{X_3})c0)^2 e0^2} +$$

$$+ \frac{S_X((\Gamma_{X_3})^2(S_X(\Gamma_{X_2}) - S_X(\Gamma_{X_1})))}{(S_X(\Gamma_{X_1})a0 + S_X(\Gamma_{X_2})b0 + S_X(\Gamma_{X_3})c0)^2 e0^2}, \quad (94)$$

$$S_{22} = \frac{\frac{S_X(\Gamma_{X_1})}{\Gamma_{X_1}}a0 + \frac{S_X(\Gamma_{X_2})}{\Gamma_{X_2}}b0 + \frac{S_X(\Gamma_{X_3})}{\Gamma_{X_3}}c0}{S_X(\Gamma_{X_1})a0 + S_X(\Gamma_{X_2})b0 + S_X(\Gamma_{X_3})c0}, \quad (95)$$

где $a0 = \frac{\Gamma_{X_2} - \Gamma_{X_3}}{\Gamma_{X_2}\Gamma_{X_3}}$, $b0 = \frac{\Gamma_{X_3} - \Gamma_{X_1}}{\Gamma_{X_3}\Gamma_{X_1}}$, $c0 = \frac{\Gamma_{X_1} - \Gamma_{X_2}}{\Gamma_{X_1}\Gamma_{X_2}}$, $d0 = \Gamma_{X_1}^2(\Gamma_{X_3} - \Gamma_{X_2}) + \Gamma_{X_2}^2(\Gamma_{X_1} - \Gamma_{X_3}) + \Gamma_{X_3}^2(\Gamma_{X_2} - \Gamma_{X_1})$, $e0 = \Gamma_{X_1}\Gamma_{X_2}\Gamma_{X_3}$.

При проведении процедур аттестации испытуемый четырехполюсник отсутствует, поэтому схема на рисунке 19 имеет вид, приведенный на рисунке 21.

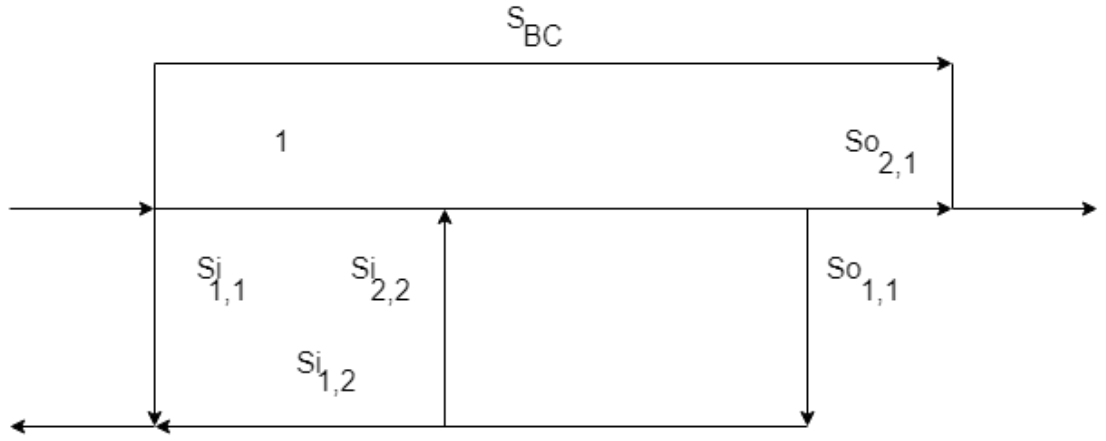


Рисунок 21 – Собственные S -параметры порта без S_X

Результаты измерений передачи и отражения будут равны по формулам (97–98)

$$S_{izm_{11}} = S_{i_{11}} + \frac{S_{0_{11}} S_{i_{12}}}{1 - S_{i_{22}} S_{0_{11}}}, \quad (97)$$

$$S_{izm_{21}} = S_{BC} + \frac{S_{0_{21}}}{1 - S_{i_{22}} S_{0_{11}}}, \quad (98)$$

а решения этих уравнений относительно собственных параметров прибора имеют вид (99–100)

$$S_{0_{11}} = \frac{S_{izm_{11}} - S_{i_{11}}}{S_{i_{22}} (S_{izm_{11}} - S_{i_{11}}) + S_{i_{12}}}, \quad (99)$$

$$S_{0_{21}} = S_{i_{12}} \frac{S_{izm_{21}} - S_{BC}}{S_{i_{22}} (S_{izm_{11}} - S_{i_{11}}) + S_{i_{12}}}. \quad (100)$$

В процессе аттестации было получено шесть комплексных коэффициентов [19], которые содержат исчерпывающую информацию о внутренних погрешностях СВЧ-тракта измерительного прибора. Для устранения этих погрешностей

применяется метод TRL-калибровки, используемый в измерителях S-параметров. Эта методика основана на трёх ключевых измерениях: одно измерение отражающей нагрузки и два измерения параметров передачи и отражения для двух отрезков линий передачи, которые отличаются своей длиной.

На начальном этапе калибровки, в ходе первого измерения, коэффициент отражения рассчитывается согласно уравнению (92). Однако для второго этапа калибровки конфигурация измерительной системы претерпевает существенные изменения. Вместо тестируемого четырёхполюсника в схему включается специальный отрезок линии передачи (см. рис. 22). Этот отрезок характеризуется заранее известным коэффициентом передачи K и, что крайне важно, идеальными (нулевыми) коэффициентами отражения как на входе, так и на выходе.

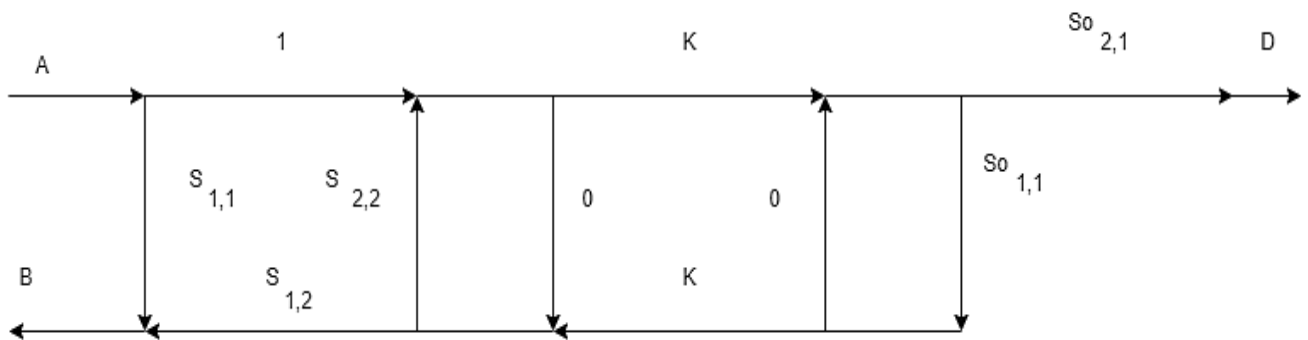


Рисунок 22 – Структурная схема измерительного порта
с включенным отрезком линии K

Выражения для расчета коэффициентов передачи S_{XP} и коэффициентов отражения S_{XO} имеют вид (101–102)

$$S_{XP}(K) = \frac{S_{0_{21}}K}{1 - S_{22}S_{0_{11}}K^2}, \quad (101)$$

$$S_{XO}(K) = S_{11} + \frac{S_{0_{11}}S_{12}K^2}{1 - S_{22}S_{0_{11}}K^2}. \quad (102)$$

Модификации, внесённые в процедуру калибровки, вызывают смещение референсной плоскости входного порта на величину, равную половине длины компактного сегмента. Тем не менее, эта потенциальная погрешность успешно устраняется благодаря применению алгоритмов цифровой коррекции. Что касается входного порта i (in), то решение системы уравнений (93), (94), (95) представлено в формулах (103–107).

$$S_{i_{11}} = \frac{K \cdot S_{XO}(K_1)S_{XP}(K) - K_1S_{XO}(K)S_{XP}(K_1)}{c0}, \quad (103)$$

$$S_{i_{22}} = \frac{1}{A} \cdot \frac{g_0 f_0}{h_0 c_0}, \quad (104)$$

$$S_{i_{12}} = \frac{K_1^2 - K^2 k_0 S_{XP}(K) d_0 + K_1 S_{XP}(K_1) e_0}{h_0 \cdot c_0^2}, \quad (105)$$

$$S_{0_{11}} = \frac{A}{K_1 K} \cdot \frac{h_0}{g_0}, \quad (106)$$

$$S_{i_{12}} = -\frac{K_1^2 - K^2}{K_1 K} \cdot \frac{k_0}{c_0} \quad (107)$$

где $a_0 = S_X(\Gamma) - S_{XO}(K)$; $b_0 = S_{XO}(K_1) - S_X(\Gamma)$; $c_0 = S_{XO}(K)K - S_{XP}(K_1)K_1$;
 $d_0 = S_{XO}(K_1)^2 + S_X(\Gamma)S_{XO}(K) - S_{XO}(K_1)S_{XO}(K) - S_{XO}(K_1)S_X(\Gamma)$;
 $e_0 = S_{XO}(K)^2 + S_X(\Gamma)S_{XO}(K) - S_{XO}(K_1)S_{XO}(K) + S_{XO}(K_1)S_X(\Gamma)$; $f_0 = K_1 S_{XP}(K) -$
 $K S_{XP}(K_1)$; $g_0 = K_1 S_{XP}(K_1) a_0 + K S_{XP}(K) b_0$; $h_0 = K_1 S_{XP}(K) b_0 + K S_{XP}(K_1) a_0$;
 $k_0 = S_{XP}(K) S_{XP}(K_1)$.

Аналогично ранее рассмотренному случаю, с помощью выражений (103–107) становится возможным вычисление собственных параметров измерителя импедансов на основе результатов пяти измерений величин $S_X(\Gamma)$, $S_{XO}(K)$, $S_{XP}(K)$, $S_{XO}(K_1)$, $S_{XP}(K_1)$ при условии, что параметры калибровочных стандартов: Γ , K и K_1 , заранее известны.

При реализации OSLT-калибровки нагрузки XX, K3 и CH технически легко

воспроизводятся в коаксиальных системах, что обеспечивает широкую адаптивность метода для различных конфигураций СВЧ-трактов. Однако основной минус методики связан с принципиальной невозможностью метрологической аттестации указанных нагрузок через геометрические характеристики, что обуславливает необходимость использования прецизионного измерительного оборудования для их валидации.

Как следует из представленного анализа и схемы на рисунке 16, для корректного определения S-параметров СВЧ-четырёхполюсников требуется модификация структуры измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения.

На рисунке 18 показана структурная схема измерителя S-параметров, которая может быть реализована двумя ключевыми способами, каждый со своими особенностями.

Для регистрации испытательных СВЧ-сигналов в каждом из трактов, соединяющих первый или второй неподвижный контакт переключателя 1 с разъёмом исследуемого СВЧ-четырёхполюсника, применяются два основных метода. В рамках первого из них каждый СВЧ-тракт оснащается специализированной схемой, в состав которой входят рассогласованный делитель (D) с ослаблением 6 дБ и направленный ответвитель (НО). Такое сочетание элементов обеспечивает эффективное разделение и контроль сигналов, проходящих по тракту, реализуя необходимую функциональность измерительной системы.

Альтернативный, второй вариант реализации предусматривает использование полностью рефлектометрической конфигурации для каждого СВЧ-тракта. В данной схеме в качестве основы применяются два направленных ответвителя, включённых встречно. Оба технических решения, представляющие собой различные подходы к организации измерений, схематически изображены на рисунке 23.

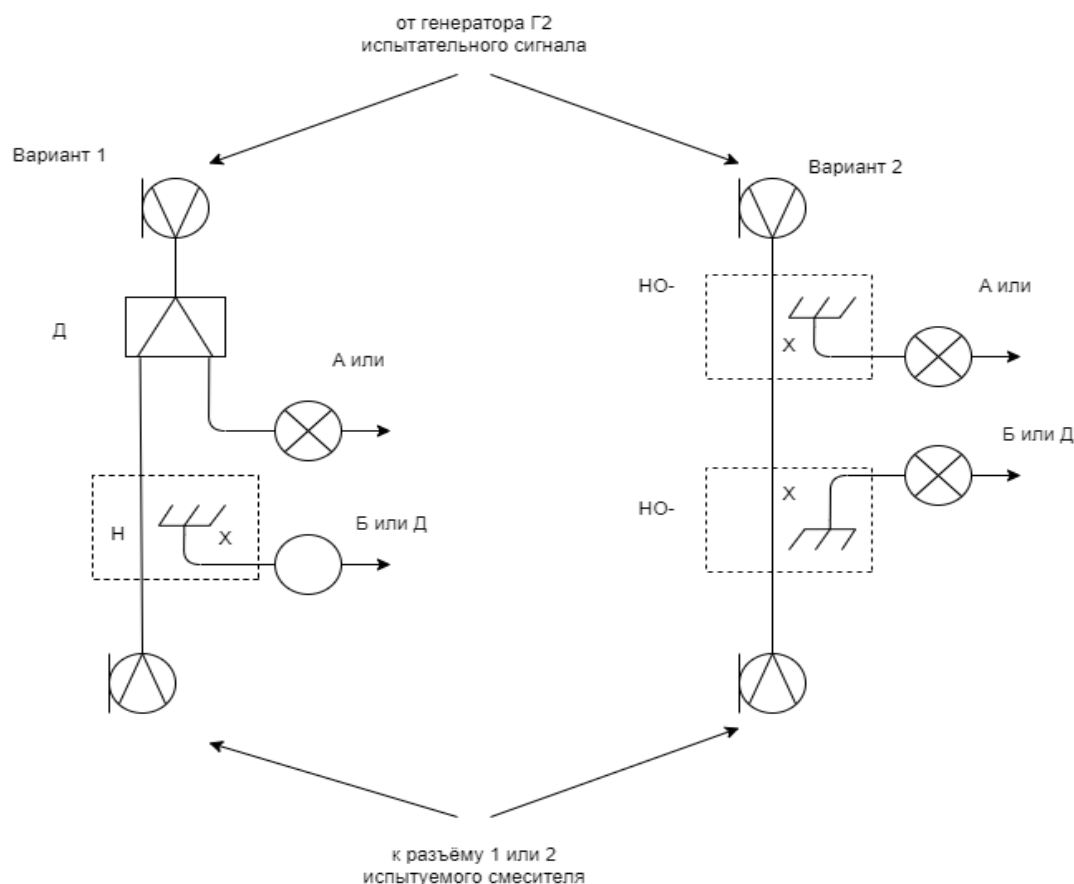


Рисунок 23 – Варианты построения СВЧ-трактов измерителя S -параметров

Использование унифицированных СВЧ-компонентов и направленных ответвителей (НО) в рефлектометрической схеме обеспечивает повышенную степень идентичности характеристик и устойчивости параметров при воздействии внешних климатических условий (температурные колебания, влажность) и механических нагрузок (вибрации, ударные воздействия). Указанные преимущества обусловлены минимизацией технологического разброса параметров и симметрией топологии тракта. В связи с этим, оптимальной стратегией проектирования представляется реализация второго варианта архитектуры измерительной СВЧ-части, основанной на рефлектометрических принципах. Данный подход позволяет достичь высокой точности измерений комплексных коэффициентов передачи и отражения четырёхполюсников СВЧ-диапазона за счёт подавления паразитных связей и стабилизации рабочих режимов.

3.3 Анализ рефлектометра для измерения S-параметров

Проведём детальный анализ воздействия электротехнических параметров рефлектометра на точность измерений S-параметров СВЧ-четырёхполюсников, а также рассмотрим методы минимизации систематических погрешностей [49]. На рисунке 24 представлена сложная архитектура измерительной системы, специально разработанной для точного определения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырёхполюсных структур, функционирующих в СВЧ-диапазоне. Данная конфигурация включает в себя две пары рефлектометрических модулей (обозначенных как 6 и 8), каждый из которых содержит уникальный набор из двух встречно подключённых направленных ответвителей (НО 1-3 и НО 2-4 соответственно). С точки зрения метрологии высокочастотных измерений, задача определения комплексных коэффициентов передачи и отражения исследуемого четырёхполюсника 9 является исключительно важной. Её решение требует строгого соблюдения методики коммутации измерительных трактов, что обеспечивает надёжность и воспроизводимость получаемых данных, минимизируя влияние системных погрешностей и гарантируя высокую достоверность результатов.

Для реализации данной процедуры со стороны входного разъёма 11 осуществляется переконфигурация системы: переключатель 4 переводится в положение 2, а переключатель 5 — в положение 1. Такая коммутационная схема обеспечивает формирование двух независимых измерительных каналов, оптимизированных для раздельного анализа амплитудно-фазовых характеристик сигнала.

На первом этапе, сосредоточенном на определении коэффициента передачи, сигнал подаётся через входной порт четырёхполюсника. Его параметры затем фиксируются векторным вольтметром 7. В данном случае, основной измеряемой величиной является отношение комплексных амплитуд сигналов, поступающих на

второй и третий входы этого измерительного прибора. Данное соотношение позволяет количественно оценить ослабление или усиление сигнала при прохождении через тестируемое устройство, учитывая как амплитудные, так и фазовые изменения.

Для определения коэффициента отражения используется расширенный алгоритм обработки, предполагающий анализ сигналов на втором, третьем и четвёртом входах вольтметра. Этот подход основан на принципе векторного рефлектометрического анализа, где комбинация прямого и отражённого сигналов позволяет рассчитать импедансные неоднородности на входе четырёхполюсника. Следует отметить, что точность измерений напрямую зависит от калибровки измерительных трактов, включая компенсацию паразитных параметров соединительных элементов и согласование импедансов.

Важным аспектом методики является использование прецизионных переключателей с минимальным вносимым затуханием и высокой повторяемостью коммутационных циклов. Это минимизирует дополнительные потери и фазовые сдвиги, не связанные с характеристиками испытуемого объекта. Кроме того, векторный вольтметр 7, оснащённый цифровым синхронным детектором, обеспечивает высокоточное выделение синфазной и квадратурной составляющих сигнала, что принципиально важно для корректного расчёта S-параметров в широкополосном диапазоне частот.

Таким образом, предложенная конфигурация измерительной системы, сочетающая рациональную коммутацию трактов и продвинутые методы векторного анализа, позволяет достичь погрешности измерений не более $\pm 0,1$ дБ при определении как передаточных, так и отражательных характеристик СВЧ-компонентов.

Как отмечается в работе [50], для обеспечения высокой точности измерений коэффициентов передачи и отражения СВЧ-четырёхполюсников необходимо учитывать взаимное влияние собственных S-параметров входных портов (10 и 11)

измерительной системы. Игнорирование этого взаимодействия может привести к существенным погрешностям при интерпретации результатов измерений, особенно в условиях высокочастотной нелинейности и сложных нагрузочных условий. Это обусловлено паразитными эффектами, такими как импедансные рассогласования и нелинейности трактов, вносящие систематические погрешности. Стандартные методы калибровки, основанные на использовании эталонных нагрузок (XX, КЗ, СН), обеспечивают базовую компенсацию за счёт векторного анализа отражённых сигналов. Однако, как подчёркивается в [51], рост требований к точности выявил ограничения традиционных подходов, особенно при работе с широкополосными и многомодовыми устройствами.

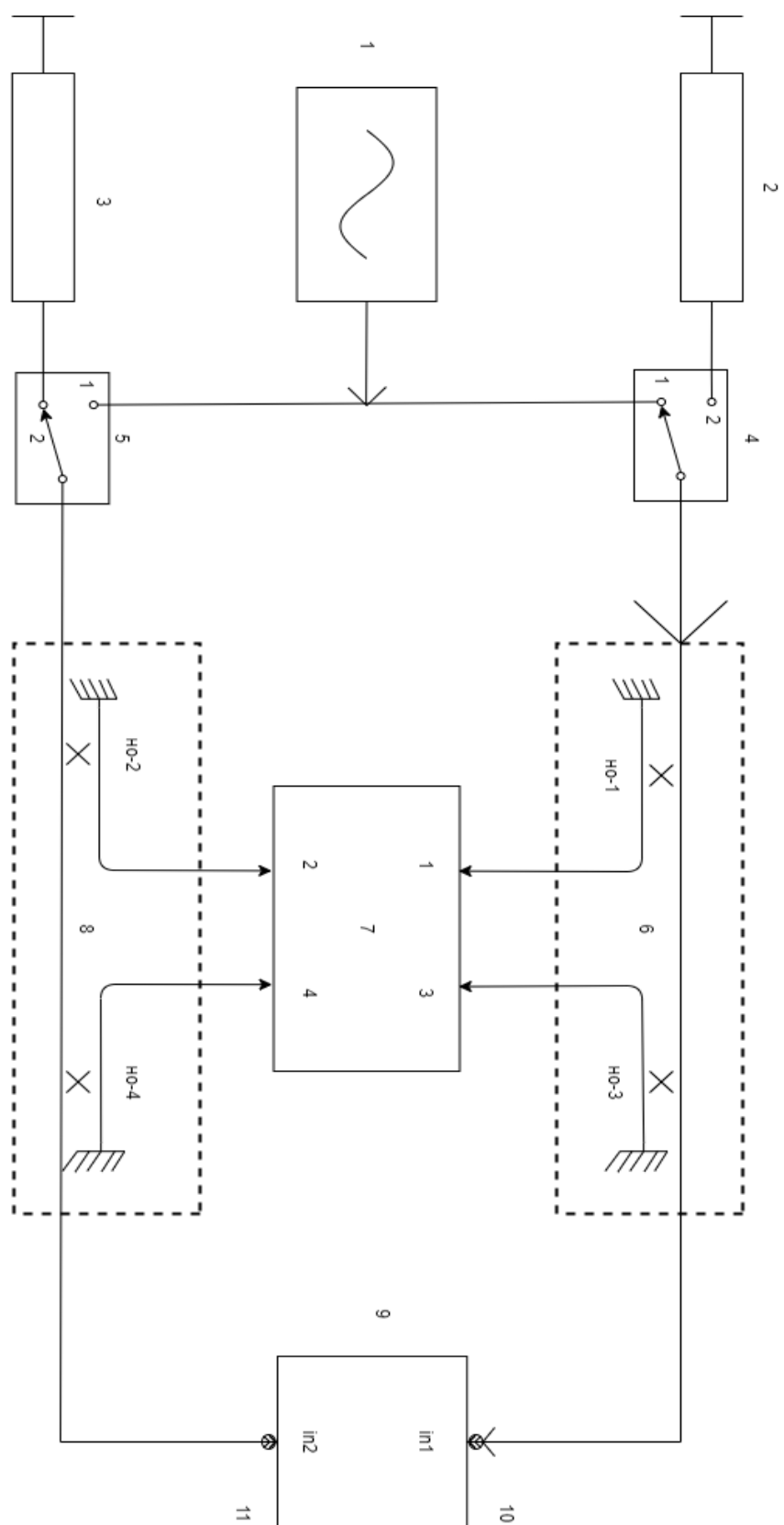


Рисунок 24 – Структурная схема измерителя характеристик четырехполюсников СВЧ

3.4 Погрешности определения коэффициентов передачи

Чтобы определить комплексные коэффициенты передачи [52], мы можем представить этот процесс как умножение трёх Т-матриц передачи. Эти матрицы, однотипные по своим элементам, соответствуют входному порту 10, испытываемому СВЧ-четырёхполоснику 9 и выходному порту 11.

Прежде чем выполнить это умножение, необходимо преобразовать S-параметры собственных матриц рассеяния входных портов 10 (обозначаемой как $[S^{in1}]$) и 11 (обозначаемой как $[S^{in2}]$), а также матрицу испытываемого четырёхполосника СВЧ 9 $[S^X]$ в соответствующие Т-параметры. Для этого используются формулы преобразования, описанные в источнике [53].

Затем, при помощи программы MachCad 14, мы можем получить общую Т-матрицу, являющуюся произведением этих трёх матриц: $[T^Z] = [T^{in1}] \cdot [T^X] \cdot [T^{in2}]$. Из этой общей Т-матрицы выводятся новые выражения для S-параметров матрицы рассеяния испытываемого четырёхполосника СВЧ 9, которые уже учитывают влияние собственных S-параметров входных портов 10 и 11. Эти выражения представлены в формулах (109–112)

$$S_{11}^X = \frac{S_{12}S_{21}S_{11}^{in2} - S_{12}S_{22}S_{11}^{in2} + S_{22}S_{11}^{in1}S_{11}^{in2} + S_{11}S_{11}^{in2}S_{22}^{in2}}{N_1} - \frac{S_{11}S_{12}^{in2}S_{22}^{in2} - S_{11}^{in1}S_{11}^{in2}S_{22}^{in2} + S_{11}^{in1}S_{12}^{in2}S_{21}^{in2}}{N_1}, \quad (109)$$

$$S_{22}^X = \frac{S_{12}S_{21}S_{22}^{in1} - S_{11}S_{22}S_{22}^{in1} + S_{22}S_{11}^{in1}S_{22}^{in1} - S_{22}S_{22}^{in1}S_{21}^{in1}}{N_1} - \frac{S_{11}S_{22}^{in1}S_{22}^{in2} + S_{11}S_{22}S_{22}^{in2} + S_{12}^{in1}S_{21}^{in1}S_{22}^{in2}}{N_1}, \quad (110)$$

$$S_{12}^X = \frac{S_{12}S_{21}^{in1}S_{21}^{in2}}{N_1}, \quad (111)$$

$$S_{21}^X = \frac{S_{21}S_{12}^{in1}S_{12}^{in2}}{N_1}, \quad (112)$$

где

$$\begin{aligned} N_1 = & S_{12}S_{22}S_{11}^{in2}S_{22}^{in1} - S_{12}S_{21}S_{11}^{in2}S_{22}^{in1} - S_{22}S_{11}^{in1}S_{11}^{in2}S_{22}^{in1} \\ & - S_{11}S_{11}^{in2}S_{22}^{in1}S_{22}^{in2} + S_{11}S_{22}^{in1}S_{12}^{in2}S_{21}^{in1} + S_{11}^{in1}S_{11}^{in2}S_{22}^{in2} \\ & - S_{11}^{in1}S_{22}^{in1}S_{12}^{in2}S_{21}^{in2} + S_{21}^{in1}S_{12}^{in1}S_{11}^{in2}S_{22}^{in2} + S_{12}^{in1}S_{21}^{in1}S_{12}^{in2}S_{21}^{in2}, \end{aligned} \quad (113)$$

в которых S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} – элементы общей матрицы рассеяния $[S]$, полученные в результате пересчета элементов общей Т-матрицы $[T^Z]$, в свою очередь полученной в результате перемножения трех Т-матриц. Принимая во внимание, что в процессе начальной калибровки измерителя его порты соединяются друг с другом совместно, все произведения $S_{12} \cdot S_{21} \approx 1$ формулы (108–111) можно упростить и привести к виду (114–117)

$$S_{11}^X = \frac{S_{22}S_{11}^{in2}S_{11}^{in2} + S_{11}S_{11}^{in2}S_{22}^{in2} - S_{11}^{in1}S_{11}^{in2}S_{22}^{in2} - S_{21}^{in2}}{N_1}, \quad (114)$$

$$S_{22}^X = \frac{S_{22}S_{11}^{in1} - S_{22} + S_{11}S_{22}^{in1}S_{22}^{in2} - S_{11}^{in2}S_{22}^{in1}S_{22}^{in2} - S_{22}^{in2}}{N_1}, \quad (115)$$

$$S_{21}^X = \frac{S_{21}S_{12}^{in1}S_{12}^{in2}}{N_1}, \quad (116)$$

$$S_{12}^X = \frac{S_{12}S_{21}^{in1}S_{21}^{in2}}{N_1}, \quad (117)$$

$$\text{где } N_1 = S_{11}S_{22}S_{11}^{in2}S_{22}^{in1} + S_{22}S_{11}^{in1} - S_{11}S_{11}^{in2}S_{22}^{in1}S_{22}^{in2} + S_{11}S_{22}^{in1} + S_{11}^{in1}S_{11}^{in2}S_{22}^{in1}S_{22}^{in2}. \quad (118)$$

Кроме того, по вышеуказанной причине общий коэффициент S_{22} можно принять равным произведению по формуле (119)

$$S_{22}^{in1}S_{22}^{in2}aS_{11} = S_{11}^{in1}S_{11}^{in2}. \quad (119)$$

Данная аналитическая база открывает возможности не только для количественной оценки величины отклонений, но и для разработки эффективных стратегий их минимизации. Это включает в себя методы коррекции импедансных рассогласований и оптимизацию топологии измерительного тракта, что подробно рассматривается в исследовании [54].

Учитывая, что система I-параметров не предусматривает явного учёта коэффициентов отражения, анализ целесообразно проводить в рамках S-параметров, наиболее полно описывающих волновые взаимодействия. На первом этапе исследуются коэффициенты отражения испытуемых устройств, поскольку в этом режиме измерения задействуется только один входной порт (10 или 11), что исключает взаимное влияние параметров и упрощает верификацию модели. Такой подход обеспечивает поэтапное выделение источников погрешностей и их последующую компенсацию.

Структурная схема рефлектометра, реализующего измерение коэффициентов отражения, представлена ориентированным графом на рисунке 25. Конфигурация включает два встречно включённых направленных ответвителя (НО 1 и НО 3), обеспечивающих разделение падающей и отражённой волн. Важным условием работы системы является использование детекторов, способных измерять как амплитудные, так и фазовые характеристики сигналов, что обеспечивает комплексный анализ параметров отражения. Предполагается, что

фазочувствительные элементы детекторов обеспечивают высокую точность синхронизации данных, критичную для устранения погрешностей, связанных с временными задержками и импедансными рассогласованиями. Такая архитектура позволяет минимизировать взаимное влияние измерительных каналов и повысить воспроизводимость результатов в широком частотном диапазоне.

В этом режиме измерений коэффициент отражения Γ_X исследуемого СВЧ-устройства (будь то двух- или четырёхполюсник) определяется как отношение амплитуд сигналов U_1 и U_2 . Сигнал U_1 поступает с детектора D_1 , а U_2 с детектора D_2 . Важно отметить, что оба этих сигнала, в свою очередь, описываются двумя путями графов, причём для детектора D_1 имеет вид (120)

$$a_1 - b_4 = S_{41} + S_{21}\Gamma_2 S_{42} + S_{31}S_{11}S_{43} + S_{31}S_{11}S_{23}\Gamma_2 S_{42}, \quad (120)$$

для детектора D_2 вида (121)

$$a_1 - b'_4 = S_{31}S'_{31}\Gamma_X S'_{23} + S_{31}S'_{21} + S_{31}S'_{41}\Gamma_3 S'_{32} + S_{31}S'_{41}\Gamma_X S'_{23}. \quad (121)$$

Исходя из рассмотренных путей, на основании формулы Мезона [50] выводится выражение (122), позволяющее определить величину измеренного коэффициента отражения $\Gamma_{\text{изм}}$ и исследуемой нагрузки через элементы матриц рассеяния направленных ответвителей НО 1 и НО 3

$$\Gamma_{\text{изм}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{S_{31}S'_{21} + S_{31}S'_{31}\Gamma_X S'_{23} + S_{31}S'_{41}\Gamma_3 S'_{32} + S_{31}S'_{41}\Gamma_3 S'_{34}\Gamma_X S'_{23}}{1 - S_{33}S'_{11} + S'_{44}\Gamma_3 + S'_{22}\Gamma_4 + S'_{33}\Gamma_k + S'_{31}\Gamma_X S'_{13}S_{33} + S_{33}S'_{41}\Gamma_3 S'_{24}\Gamma_4 S'_{12}} \cdot \frac{S_{41} + S_{21}\Gamma_2 S_{42} + S_{31}S'_{11}S_{43} + S_{31}S'_{11}S_{23}\Gamma_2 S_{42}}{1 - \Gamma_\Gamma S_{11} + S_{33}S'_{11} + S_{22}\Gamma_2 + S_{44}\Gamma_1 + S_{41}\Gamma_1 S_{24}\Gamma_2 S_{14} + S_{21}\Gamma_2 S_{14}}. \quad (122)$$

Выражение (123) для коэффициента передачи входного порта S_{21}^{in} представлено в следующем виде

$$S_{21}^{in} = S_{31}S'_{31}(1 - S_{33}S'_{11} + 2S'_{33}\Gamma_X + S_{44}\Gamma_1 + S'_{22}\Gamma_2 + 2S'_{44}\Gamma_3 + 2S'_{22}\Gamma_4 + S_{42}\Gamma_1S_{24}\Gamma_2 + S_{32}S'_{11}S_{23}\Gamma_2 + S'_{42}\Gamma_3S'_{24}\Gamma_4 + S_{33}S'_{31}\Gamma_XS'_{13})^{-1}. \quad (123)$$

Для коэффициента отражения входного порта S_{11}^{in} – выражение (124)

$$S_{11}^{in} = S_{11} + \frac{2S_{31}S_{11}S_{13} + S_{41}S_{14}(1 - S_{22}\Gamma_2)\Gamma_1 + S_{21}S_{12}(1 - S_{44}\Gamma_1)\Gamma_2 + S'_{41}S'_{14}(1 - S'_{22}\Gamma_4)\Gamma_3 + S'_{21}S'_{12}\Gamma_4(1 - \Gamma_3S'_{44})}{(1 - S_{44}\Gamma_1)(1 - S_{22}\Gamma_2)(S_{42}S_{24}\Gamma_1\Gamma_2) \times (1 - S'_{44}\Gamma_3)(1 - S'_{22}\Gamma_4)(S'_{42}S'_{24}\Gamma_3\Gamma_4)}. \quad (124)$$

Выражение для коэффициента передачи входного порта S_{22}^{in} представлено в следующем виде

$$S_{22}^{in} = S'_{33} + \frac{2S_{33}S_{31}S_{13} + (1 - S_{22}\Gamma_2)(S_{43}S_{34} + S_{32}S_{23})\Gamma_1 + (1 - S'_{22}\Gamma_4)(S'_{34} + S'_{32}S'_{23})\Gamma_3 + S'_{43}S'_{34}(1 - \Gamma_3S'_{44})\Gamma_4}{(1 - S_{44}\Gamma_1)(1 - S_{22}\Gamma_2)(S_{42}S_{24}\Gamma_1\Gamma_2) \times (1 - S'_{44}\Gamma_3)(1 - S'_{22}\Gamma_4)(S'_{42}S'_{24}\Gamma_3\Gamma_4)}. \quad (125)$$

Из выражения (124) следует, что входной коэффициент отражения S_{11}^{in} существенно зависит от коэффициентов отражения согласующих нагрузок Γ_2, Γ_3 , а также от коэффициентов отражения детекторов Γ_1, Γ_4 . Влияние этих параметров на результат измерений напрямую связано с переходным ослаблением направленных ответвителей (НО): по мере увеличения этого ослабления возрастает степень искажения измеряемого коэффициента отражения, обусловленного взаимодействием с отражающими элементами системы.

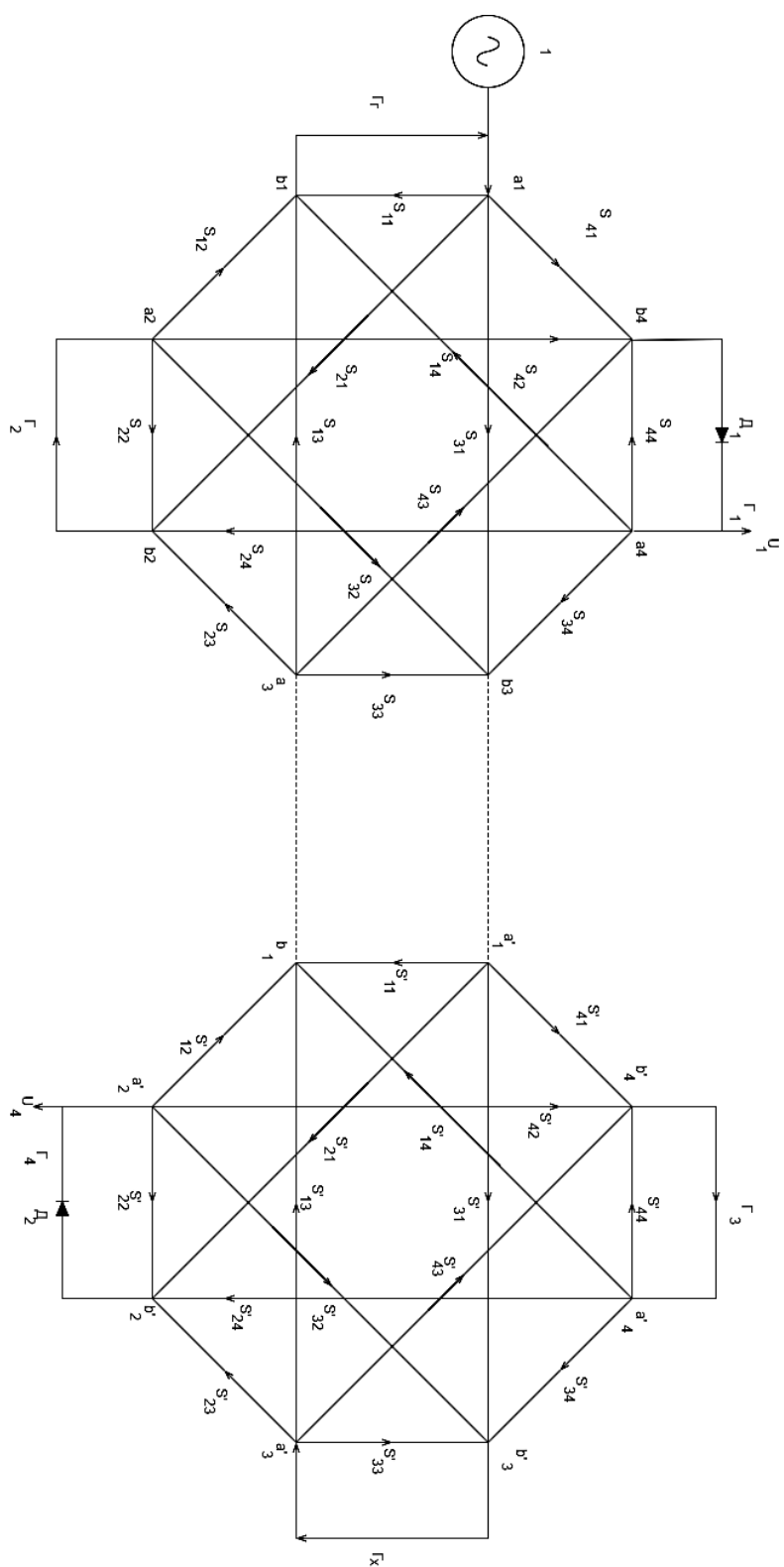


Рисунок 25 – Ориентированный граф рефлектометра
в режиме измерения коэффициентов отражения

Анализ выражений (120–121) демонстрирует, что коэффициент отражения исследуемой нагрузки Γ_X оказывает существенное влияние на собственные параметры входного порта, в частности на S_{11}^{in} . Это влияние, в свою очередь, неизбежно сказывается на точности и достоверности итоговых результатов измерения параметров самой нагрузки, что требует обязательного учёта данного эффекта при интерпретации измерений и при разработке методик калибровок.

3.5 Новая схема построения векторного анализатора цепей

Предложена новая схема построения векторного анализатора цепей (ВАЦ), описанная в [55]. Эта схема разработана специально для того, чтобы учесть и скорректировать амплитудно-фазовые погрешности векторного вольтметра, которые присутствуют в конфигурации, показанной на Рисунке 24. Её основное назначение — тестирование СВЧ-четырёхполюсников.

Современные методы измерения комплексных параметров СВЧ-устройств, включая измерители S-параметров [56], уже успешно применяют двухчастотные когерентные источники испытательных сигналов и двухканальные супергетеродинные приёмники с фазочувствительными индикаторами, как уже упоминалось ранее. Эти системы обеспечивают повышенную точность измерений благодаря использованию методики сегментирования динамического диапазона амплитуд испытательных СВЧ-сигналов на нормированные поддиапазоны. Такой метод эффективно снижает амплитудно-фазовую погрешность, обусловленную характеристиками приёмного тракта, тем самым минимизируя его влияние на результаты определения S-параметров исследуемых СВЧ-четырёхполюсников.

Однако, как показывают результаты экспериментальных исследований, до сих пор остаётся неучтённым существенный фактор: амплитудно-фазовая погрешность, возникающая непосредственно во входных смесителях таких измерительных систем. Эта погрешность, к сожалению, может достигать

значительных величин, исчисляемых десятками градусов, что способно существенно исказить общую достоверность измерений. Следовательно, для дальнейшего повышения точности определения комплексных параметров СВЧ-устройств, необходимо разработать и внедрить методики компенсации этой паразитной амплитудно-фазовой погрешности, генерируемой внутри СВЧ-смесителей измерителя. Это является критически важным шагом для получения более прецизионных и надёжных результатов, что имеет фундаментальное значение для развития СВЧ-технологий.

На Рисунке 26 представлена новая схема векторного анализатора цепей (ВАЦ), описанная в [55]. Эта схема состоит из двух ключевых компонентов: СВЧ-преобразователя 1 и двухканального супергетеродинного приёмника ПЧ 2. В свою очередь, СВЧ-преобразователь 1 включает в себя направленные ответвители (НО) 3, 4, 6, 7 и испытуемый СВЧ-четырёхполюсник 5 (роль которого на рис. 13 выполняет двухканальный супергетеродинный приемник 2 измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей); переключатели 8, 9, 13; смесители СВЧ 10, 11, 12, 14; четырехплечный делитель вторых испытательных сигналов (гетеродинных) 15; двухчастотный синтезатор когерентных испытательных СВЧ сигналов 16.

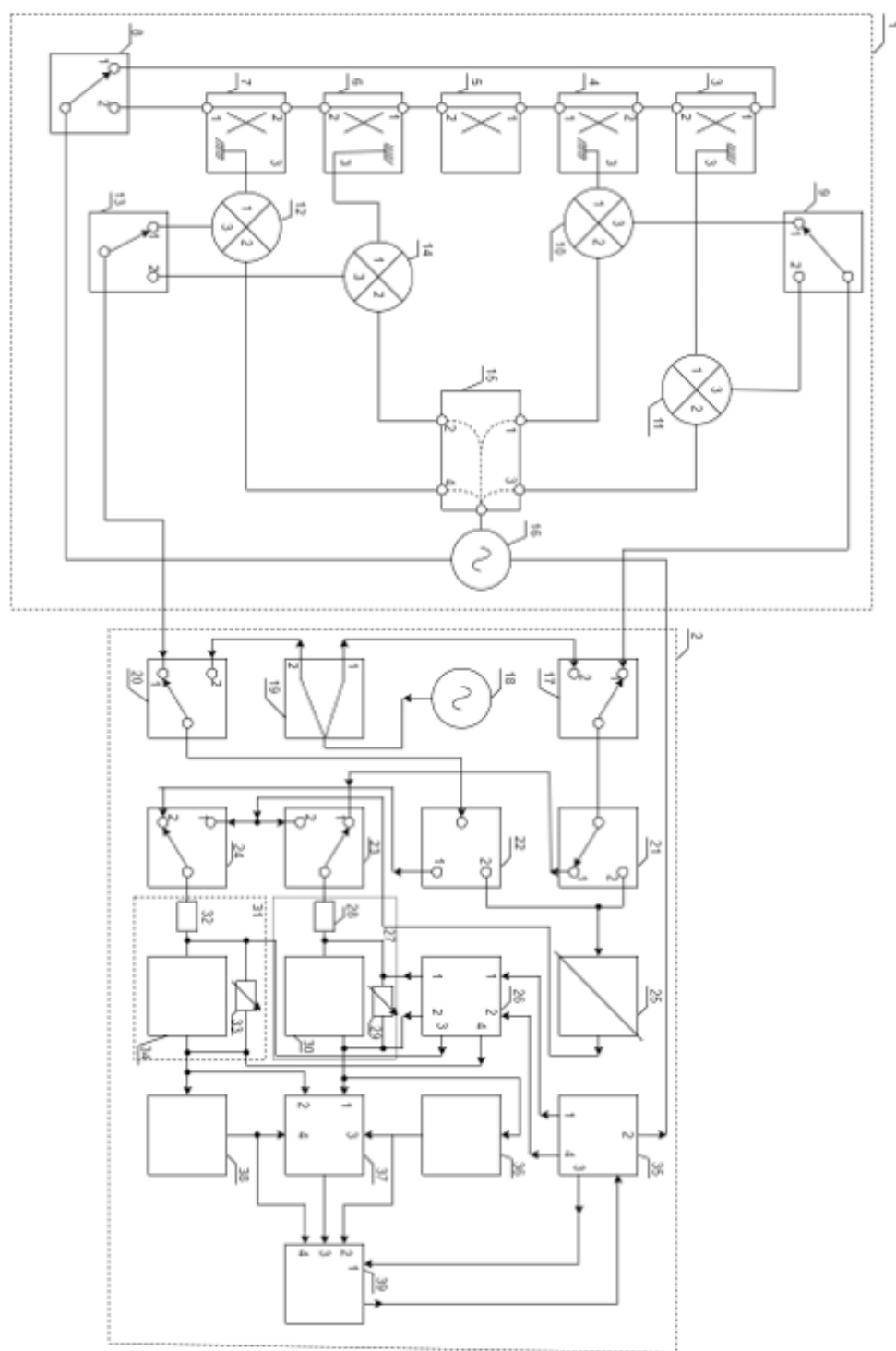


Рисунок 26 – Устройство для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ

3.6 Анализ векторного вольтметра

Для обеспечения всесторонней характеристики комплексных коэффициентов передачи и отражения исследуемых СВЧ-четырёхполюсников, необходим специализированный измерительный прибор. Данное устройство должно обладать способностью точно регистрировать как отношение амплитуд, так и разность фаз подаваемого испытательного СВЧ-сигнала.

Процесс измерения начинается с предварительного разделения испытательного СВЧ-сигнала на два независимых тракта. Это осуществляется посредством измерительного фазового моста СВЧ, который формирует измерительный и опорный каналы. Измерительный канал целенаправленно взаимодействует непосредственно с исследуемым СВЧ-устройством, передавая через него сигнал. В отличие от этого, опорный канал направляет часть исходного испытательного сигнала непосредственно на один из двух входов регистрирующего устройства. В этом регистрирующем устройстве впоследствии и происходит сравнение двух сигналов — прошедшего через исследуемый четырёхполюсник и опорного — что позволяет получить необходимые данные для определения комплексных параметров. Такая архитектура обеспечивает необходимую когерентность и точность измерений.

Устройство, которое определяет отношение амплитуд и разность фаз, обычно называют векторным вольтметром. Такое наименование обусловлено его принципом действия: он анализирует относительно низкие промежуточные частоты (ПЧ), до 50 кГц. Эти ПЧ получаются в результате гетеродинного преобразования исходного СВЧ-сигнала.

Исторически сложилось, что ранние методы измерения фазовых сдвигов и амплитудных соотношений полагались на различные аналоговые преобразования. В основе этих систем лежали такие компоненты, как фазовые детекторы, логарифмические усилители и формирователи квадратурных сигналов. За этим этапом неизменно следовала процедура аналого-цифровой конвертации. Тем не

менее, даже самые передовые аналоговые преобразователи обладали ограниченной точностью, демонстрируя погрешность порядка $0,3^\circ$ по фазе и 0,15 дБ по амплитуде. В конечном итоге, эти внутренние ограничения аналоговых методов подтолкнули к активному поиску новых подходов к решению измерительных задач. Этот активный поиск привёл к масштабному внедрению современных цифровых методов обработки информации. Благодаря этому удалось значительно повысить точность и надёжность измерений комплексных параметров. Таким образом, переход к цифровым технологиям стал ключевым этапом в развитии измерительной техники.

Рассмотрим принцип работы устройства, изображённого на Рисунке 26. В настоящем разделе акцент будет сделан на режиме измерения суммы комплексных коэффициентов передачи испытуемого и опорного СВЧ-смесителей. С целью упрощения восприятия и повышения наглядности анализа на рисунке 18 оба смесителя представлены в виде одного объединённого четырёхполосника 5. В рассматриваемом режиме, согласно разработанной методике измерений, подача испытательного СВЧ-сигнала в измерительную систему осуществляется строго определённым образом, обеспечивая выполнение условий для корректного определения суммарных параметров коэффициентов передачи: он поступает на первый вход испытуемого СВЧ-смесителя 10, при этом источником сигнала служит первый выход направленного ответвителя (НО) 4. Такая конфигурация обеспечивает контролируемое и прецизионное воздействие на исследуемые компоненты. Источником данного сигнала служит первый выход двухчастотного синтезатора 16, при этом подвижный контакт переключателя 8 (обозначенного как элемент 5 на рисунке 13) должен быть установлен в первое положение.

Сигнал испытательного СВЧ, снятый со вторичных каналов всех четырёх направленных ответвителей (НО) — 3, 4, 6 и 7, далее выводится через их третьи выходы. В соответствии с логикой предложенной схемы, данный сигнал поступает на первые (сигнальные) входы СВЧ-смесителей с номерами 10, 11, 12 и 14. Одновременно с этим, на вторые входы этих же смесителей поступают гетеродинные сигналы с частотой f_2 . Гетеродинные сигналы формируются на

втором выходе двухчастотного синтезатора 16 и далее через первый, второй, третий и четвёртый выходы четырёхплечего делителя СВЧ-сигналов 15 распределяются по соответствующим СВЧ-смесителям.

Сигналы промежуточной частоты (ПЧ), f_3 , которые образуются в результате разности частот $(f_1 - f_2) = f_3$, поступают с третьих выходов смесителей 10 и 11 на вторые неподвижные контакты переключателя 9. Одновременно с этим, сигналы, поступающие с третьих выходов СВЧ-смесителей 12 и 14, подаются на неподвижные контакты переключателя 13. В частности, сигнал промежуточной частоты f_3 с третьего выхода смесителя 10 направляется на первый неподвижный контакт переключателя 9, тогда как аналогичный сигнал с выхода смесителя 11 подаётся на его второй неподвижный контакт. Аналогично, на первый неподвижный контакт переключателя 13 поступает сигнал ПЧ f_3 с третьего выхода смесителя 12, а на второй — сигнал с третьего выхода смесителя 14.

При установке подвижного контакта переключателя 8 в первое положение (что соответствует положению переключателя 5 на рисунке 13), становится возможным измерение комплексного суммарного коэффициента передачи, включающего как амплитудную, так и фазовую составляющие, для исследуемого СВЧ-смесителя 10 совместно с опорным СВЧ-смесителем 14. Указанное измерение осуществляется посредством анализа соотношения уравнений сигналов промежуточной частоты (ПЧ), снимаемых с третьих выходов соответствующих смесителей. Следует подчеркнуть, что в данном режиме работы смесители включены последовательно и функционально заменяют четырёхполюсник 5, как это представлено на схеме рисунка 18, что обеспечивает возможность оценки их совокупных характеристик при прямом прохождении сигнала от входа к выходу. Коэффициент отражения входа СВЧ-четырёхполюсника 5 определяется путём анализа отношения уровней испытательного СВЧ-сигнала, преобразованных в промежуточную частоту (ПЧ) f_3 , поступающих с третьих выходов СВЧ-смесителей 10 и 11. Этот метод позволяет прецизионно характеризовать входные параметры исследуемого устройства.

Преобразованный испытательный СВЧ-сигнал с частотой f_3 направляется во вход двухканального приёмника второй промежуточной частоты посредством заранее настроенной системы маршрутизации. Сигнал проходит через переключатели 17, 21 и 23, подвижные контакты которых установлены в первое положение. Далее он поступает через резистор 28 на вход операционного усилителя 27, конструктивно выполненного как дискретное, нерегулируемое устройство. Следует отметить, что данный усилительный каскад включает в себя усилитель 30, а также резисторы — постоянный 28 и переменный 29 — что позволяет обеспечить требуемый уровень усиления и согласование сигнала для последующих этапов обработки. Испытательный СВЧ-сигнал 1 с частотой f_1 , после преобразования в сигнал промежуточной частоты f_3 , направляется во вход двухканального приёмника второй ПЧ. Маршрутизация сигнала осуществляется через последовательно включённые переключатели 20, 22 и 24, подвижные контакты которых установлены в первое положение. Далее сигнал проходит через резистор 32 и поступает на вход операционного усилителя 31, выполненного в виде дискретно-регулируемого узла. Усилительный тракт включает в себя усилитель 34, а также постоянный резистор 32 и переменный резистор 33, что обеспечивает необходимую настройку уровня усиления сигнала перед последующей обработкой.

С выхода дискретно-регулируемого операционного усилителя 27 усиленный испытательный сигнал ПЧ f_3 поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) 36. Аналогично, с выхода дискретно-регулируемого операционного усилителя 31 усиленный испытательный сигнал той же частоты f_3 направляется на вход АЦП 38. В указанных преобразователях входные сигналы подвергаются оцифровке, после чего их цифровые представления поступают на второй и четвёртый входы индикатора отношений 39. На данном этапе производится визуализация результатов либо в форме модуля и фазы комплексного коэффициента передачи, соответствующего суммарной характеристике последовательно включённых испытуемого и опорного СВЧсмесителей, либо в виде комплексного параметра (включающего модуль и фазу), описывающего исследуемый СВЧ-четырёхполюсник 5 (который является аналогом элемента 16 на

рис 13). Автоматическое перестроение в диапазоне частот двухчастотного синтезатора когерентных сигналов с частотами f_1 и f_2 даёт возможность наблюдать амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) и фазочастотную характеристику (ФЧХ) исключительно испытуемого четырёхполюсника. Это позволяет проводить его комплексный анализ в широком спектре рабочих условий.

ВАЦ по схеме на рисунке 16 работает на постоянной ПЧ f_3 , для измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей нужна переменная ПЧ. Для применения ВАЦ в измерителе, построенном по схеме на рисунке 13, заменяют двухчастотный генератор когерентных испытательных СВЧ-сигналов 16 двумя генераторами: испытательных СВЧ-сигналов (3 на рис. 13) и гетеродинных сигналов (22 на рис. 13), связанными системой ФАЛЧ, что позволяет иметь переменной третьей ПЧ f_3 . Вся остальная схема двухканального супергетеродинного приемника 2 ПЧ ВАЦ на рисунке 16 остается неизменной. Чтобы она работала на постоянной ПЧ в схеме на рисунке 13 применен генератор 8 векторного вольтметра 11.

Для достижения высоких показателей метрологической достоверности в измерительных системах, минимизация амплитудно-фазовой погрешности реализуется через два взаимосвязанных механизма. Во-первых, достигается это путём сегментации динамического диапазона амплитуд ВАЦ на дискретные, но тщательно калиброванные поддиапазоны, где внутренняя погрешность становится пренебрежимо малой, что повышает общую прецизионность измерений. Во-вторых, ключевую роль играет импедансное согласование внутренних узлов двухканального супергетеродинного приёмника. Целью этого согласования является минимизация собственных комплексных коэффициентов отражения компонентов, что предотвращает искажения сигнала и способствует поддержанию стабильности всей системы.

Принимая во внимание критическую зависимость метрологических характеристик от актуального технического состояния измерительного оборудования, представляется обязательной регулярная верификация и аттестация его параметров в течение всего срока эксплуатации. Данная процедура должна

включать систематическую аттестацию амплитудно-фазовой погрешности для каждого отдельного канала супергетеродинного приёмника 2. Это обеспечивает не только поддержание декларированной точности, но и гарантирует достоверность получаемых измерительных данных на всех этапах работы системы. Такая проактивная стратегия контроля позволяет своевременно выявлять и компенсировать потенциальные отклонения, обусловленные изменением характеристик компонентов. Именно этот всеобъемлющий подход к постоянному мониторингу и калибровке гарантирует не только поддержание высочайших стандартов точности и надёжности измерительной аппаратуры на протяжении всего её жизненного цикла, но и обеспечивает бесспорную достоверность генерируемых научных данных.

В области метрологии общепризнано, что аналого-цифровые преобразователи (АЦП) обладают практически идеальными амплитудно-фазовыми характеристиками. Это свойство позволяет не учитывать их внутренний динамический диапазон при общей оценке характеристик измерительных приборов, предназначенных для определения комплексных параметров СВЧ-четырёхполюсников. Типичный рабочий диапазон АЦП напрямую зависит от его разрядности: например, 13-разрядный АЦП обеспечивает динамический диапазон $A_{\text{цп}} = 20 \cdot \lg(2^{13}) = 60 \text{ дБ}$ ($2^{13} = 8000$).

Для достижения значительно более широкого общего динамического диапазона, порядка 100-120 дБ, применяется стратегия сегментации. Оставшийся диапазон разбивается на поддиапазоны, каждый из которых обычно имеет ширину 6 дБ. В пределах этих тщательно спроектированных поддиапазонов амплитудно-фазовая погрешность эффективно подавляется. Управление коэффициентом усиления дискретно-регулируемых операционных усилителей 27 и 31 реализуется посредством изменения номиналов переменных резисторов. Реализация данного подхода позволяет осуществлять дискретную регулировку усиления с шагом 6 дБ (например: 6 дБ, 12 дБ, 18 дБ, 24 дБ и далее), обеспечивая тем самым расширение динамического диапазона до значений порядка 100–120 дБ. Схемотехнически это решение играет ключевую роль в достижении высоких метрологических

параметров. Передаточные коэффициенты усилительных каскадов определяются отношением сопротивлений постоянных резисторов 28 и 32 к переменным резисторам 29 и 33, соответственно формирующим цепи обратной связи операционных усилителей 30 и 34. Отказ от использования подобной адаптивной регулировки и опора исключительно на фиксированный динамический диапазон аналого-цифрового преобразователя (АЦП) приводит к существенному росту фазового шума, что, в свою очередь, оказывает критически негативное влияние на точность измерений. Следовательно, использование данной методики регулирования усиления является принципиально важным элементом при выполнении прецизионных СВЧ-измерений.

Автоматическое переключение между динамическими поддиапазонами в измерительной системе осуществляется посредством блока управления сигналами 26. В случае, когда вольтметр 37 регистрирует превышение допустимого уровня текущего рабочего поддиапазона, заданного разрядностью используемых аналого-цифровых преобразователей (АЦП) 36 и 38, с выходов дискретно-регулируемых усилителей 27 и 31 формируется сигнал о превышении допустимого уровня. Данный сигнал поступает на индикатор отношений 39, который выполняет анализ степени превышения и формирует соответствующее управляющее воздействие, передаваемое далее на управляющий компьютер 35. Компьютер, обладающий централизованными функциями управления, активирует блок управления 26, что инициирует переключение на следующий динамический поддиапазон. Этот итеративный и полностью автоматизированный подход критически важен, поскольку он гарантирует поддержание оптимальных условий измерения в исключительно широком динамическом диапазоне.

Суммарная величина активированных амплитудных поддиапазонов, каждый из которых составляет 6 дБ, в совокупности с номинальным значением последнего подключённого поддиапазона, определяет модуль измеряемого коэффициента передачи исследуемого СВЧ-четырёхполюсника 5. Следует особо подчеркнуть, что на основании накопленного опыта эксплуатации измерительных систем для комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств, в том числе

векторных анализаторов цепей (ВАЦ), наибольший вклад в амплитудно-фазовую погрешность вносят дискретно-регулируемые операционные усилители первого и второго каскадов. Основной причиной этого является зависимость их коэффициентов передачи от соотношения сопротивлений постоянных резисторов 28 и 32 и переменных резисторов 29 и 33, формирующих цепи обратной связи усилителей. В связи с этим поддержание высокой точности измерений требует регулярной калибровки и контроля параметров указанных элементов.

С учётом того, что коэффициенты передачи динамических поддиапазонов, реализуемых с помощью дискретно-регулируемых операционных усилителей, могут со временем изменяться, становится необходимым проведение их регулярной проверки и аттестации. Для решения данной задачи в состав измерительного устройства включена система самодиагностики и внутренней аттестации, основанная на использовании дополнительного генератора промежуточной частоты (ПЧ) 18. Это обеспечивает поддержание метрологической точности на протяжении всего срока службы прибора.

В процессе аттестации подвижные контакты переключателей 20 и 21 переводятся во второе положение, обеспечивая подачу сигналов промежуточной частоты (ПЧ) с частотой f_3 на входы дискретно-регулируемых операционных усилителей 27 и 31. Сигналы, поступающие с выходов указанных усилителей, после прохождения через аналого-цифровые преобразователи 36 и 38, направляются на второй и четвёртый входы индикатора отношений 39. В этом блоке осуществляется измерение их отношения, которое соответствует модулю и фазе коэффициента передачи аттестуемого поддиапазона.

Модуль амплитудно-фазовой погрешности определяется как отношение фактически измеренного значения модуля коэффициента усиления в каждом из аттестуемых динамических поддиапазонов амплитуд к его номинальному (идеальному) значению. При этом паразитный фазовый сдвиг, возникающий вследствие данной погрешности, интерпретируется как отклонение измеренного фазового значения в соответствующем поддиапазоне относительно эталонного нулевого уровня, установленного в процессе аттестации.

Для обеспечения достоверности результатов аттестации в каждом из динамических поддиапазонов амплитуд создаются идентичные условия измерений, касающиеся уровней зондирующих сигналов. Это реализуется посредством унификации амплитудных значений зондирующих сигналов во всех поддиапазонах. Указанная процедура осуществляется путём задания нулевого уровня на выходах усилителей 27 и 31 с использованием вольтметра 37, что обеспечивает стандартизированные условия, необходимые для точной и воспроизводимой оценки амплитудно-фазовых погрешностей.

Регулировка уровней зондирующих (проверочных) сигналов в остальных динамических поддиапазонах амплитуд исследуемого устройства — СВЧ-четырёхполюсника 5 — с целью приведения их к "нулевому уровню" осуществляется на основе показаний вольтметра 37. Для достижения необходимого уровня используется переменный аттенюатор 25, который вводится в аттестуемые каналы посредством перевода подвижных контактов переключателей 22, 23 и 24 во второе положение.

По завершении аттестационных измерений [26] полученные значения модуля и фазы амплитудно-фазовой погрешности для каждого из динамических поддиапазонов амплитуд сопоставляются с установленными нормативными пределами. На основе соотношения между измеренными параметрами и их допустимыми (номинальными) значениями принимается решение о соответствии характеристик требованиям. В случае превышения допустимых отклонений формируется заключение о необходимости проведения регулировочных мероприятий.

Выводы к главе 3

1. Рассмотрена блок-схема построения ВАЦ как устройства для измерения и вычисления комплексных параметров СВЧ-смесителей.
2. Показано, что амплитудно-фазовая погрешность, возникающая при измерении параметров испытываемых устройств СВЧ, возникает в диодах (н/л

элементах) смесителей ВАЦ при прохождении и преобразовании в них испытательного СВЧ-сигнала.

3. Построены и проанализированы графы измерений собственных S - параметров ВАЦ.

4. Рассмотрены и предложены принципы аттестации собственных (внутренних) S -параметров ВАЦ с учетом амплитудно-фазовых погрешностей и получены формулы для их вычисления.

5. Проведен анализ влияния электрических характеристик рефлектометров ВАЦ на процесс и погрешности измерений параметров испытываемых устройств СВЧ.

6. Представлена новая схема построения ВАЦ измерителя S -параметров устройств СВЧ-смесителей с повышенной точностью измерений за счет снижения амплитудно-фазовых погрешностей путем применения АЦП и деления оставшегося диапазона амплитуд на узкие поддиапазоны измерений, в которых амплитудно-фазовая погрешность отсутствует.

7. Предложен новый принцип построения векторного вольтметра, отличающийся от имеющихся повышенной точностью измерений модуля и фазы испытываемых СВЧ-устройств.

Глава 4. Подбор компонентов, реализация схемы устройства, измеряющего фазу сигнала и определение погрешностей измерений

4.1 Подбор компонентов устройства

Векторный вольтметр необходим для измерения сдвигов фаз и амплитуд СВЧ-сигналов в режиме измерения разности двух смесителей [57]. В работе было реализовано несколько вариантов векторных вольтметров: программный, с использованием осциллографа Rigol DS1054Z и SCPI-команд, аналоговый, с использованием микросхемы AD8032, программно-конфигурируемый Pluto+, а также FPGA ADC-SoC от компании Terasic [58-60], реализованный для выполнения задач диссертационного исследования. Была выбрана ПЛИС-реализация векторного вольтметра ввиду быстродействия обработки данных и возможности работы в sweep-режиме.

Задачами разрабатываемого векторного вольтметра являются:

- оцифровка двух синхронизированных гармонических радиосигналов частотой 278 кГц;
- вычисление в реальном времени разности фаз и отношения амплитуд этих сигналов;
- передача обработанных данных на ПК по протоколу Ethernet.

Исходя из предъявляемых задач, можно сформировать требования к компонентам и схеме реализации разрабатываемого устройства, измеряющего фазу сигнала:

- наличие двух высокоскоростных АЦП большой разрядности;
- высокая скорость обработки данных;
- возможность проведения калибровок устройства, необходимых при изменении параметров измеряемых сигналов;

- наличие Ethernet модуля, поддерживающего работу со стандартами не ниже Fast Ethernet;

- устройство должно быть реализовано без использования навесного монтажа для уменьшения влияния внешних помех.

С учётом сформулированных задач и предъявляемых требований реализация программной обработки на базе микроконтроллера была признана нецелесообразной. Основным фактором стало наличие существенных временных задержек при обработке данных, а также значительно более низкая производительность микроконтроллеров по сравнению с аппаратно-реализованными средствами. Аналогично, применение специализированных интегральных схем (ASIC) оказалось неэффективным в контексте немассового производства, в первую очередь вследствие высокой проектной сложности и, как следствие, экономической нецелесообразности ввиду значительных затрат на разработку.

В результате комплексного анализа была выбрана архитектура системы на кристалле (SoC) с программируемой логикой — Cyclone V от компании Intel. Ключевым преимуществом данного решения является интеграция на одном чипе программируемой логической матрицы FPGA и встроенного микропроцессорного ядра ARM Cortex-A9. Такая гибридная архитектура обеспечивает высокоэффективное взаимодействие между аппаратными и программными составляющими системы, в частности, за счёт использования высокоскоростной шины AXI, которая позволяет эффективно разграничивать задачи обработки и передачи данных. Такое решение обеспечивает необходимую производительность и гибкость, избегая при этом недостатков других подходов. Это важный фактор, так как используемый в СБИС микропроцессор позволяет использовать операционные системы на базе Linux, а, следовательно, нет необходимости в самостоятельном написании программы, формирующей пакеты Ethernet. Данная СБИС может поставляться как в виде отдельного чипа, так в смонтированном на плату виде со всеми необходимыми для работы СБИС компонентами. На рынке представлено достаточно большое количество плат на основе Cyclone V, поэтому обязательными

требованиями являлось наличие двух высокоскоростных АЦП, подключенных к FPGA и наличие чипа, формирующего сигнал на физическом уровне протокола Ethernet, а также самого Ethernet порта.

В качестве наиболее соответствующей предъявляемым требованиям была выбрана отладочная плата ADC-SoC, разработанная компанией Terasic. На рисунке 27 представлена структурная схема данной платы, где показано распределение подключаемых элементов между программируемой логикой (FPGA) и микропроцессорной частью, обозначенной как HPS (Hard Processor System).

Как видно из рисунка 27 плата имеет несколько АЦП. Один из них – 12-ти битный 8-ми канальный АЦП LTC2308 с максимальной скоростью оцифровки 50 KSPS. Как видно из приведенных параметров, скорость работы данного АЦП недостаточна для реализации устройства. Так же на плате имеются два аналогичных АЦП AD9254, на входах которых подключены SMA разъемы. Данные устройства используют многоступенчатую дифференциальную конвейерную архитектуру с логикой коррекции ошибок вывода для обеспечения 14-битной точности при скорости оцифровки 150 MSPS и гарантируют отсутствие пропущенных кодов во всем диапазоне рабочих температур.

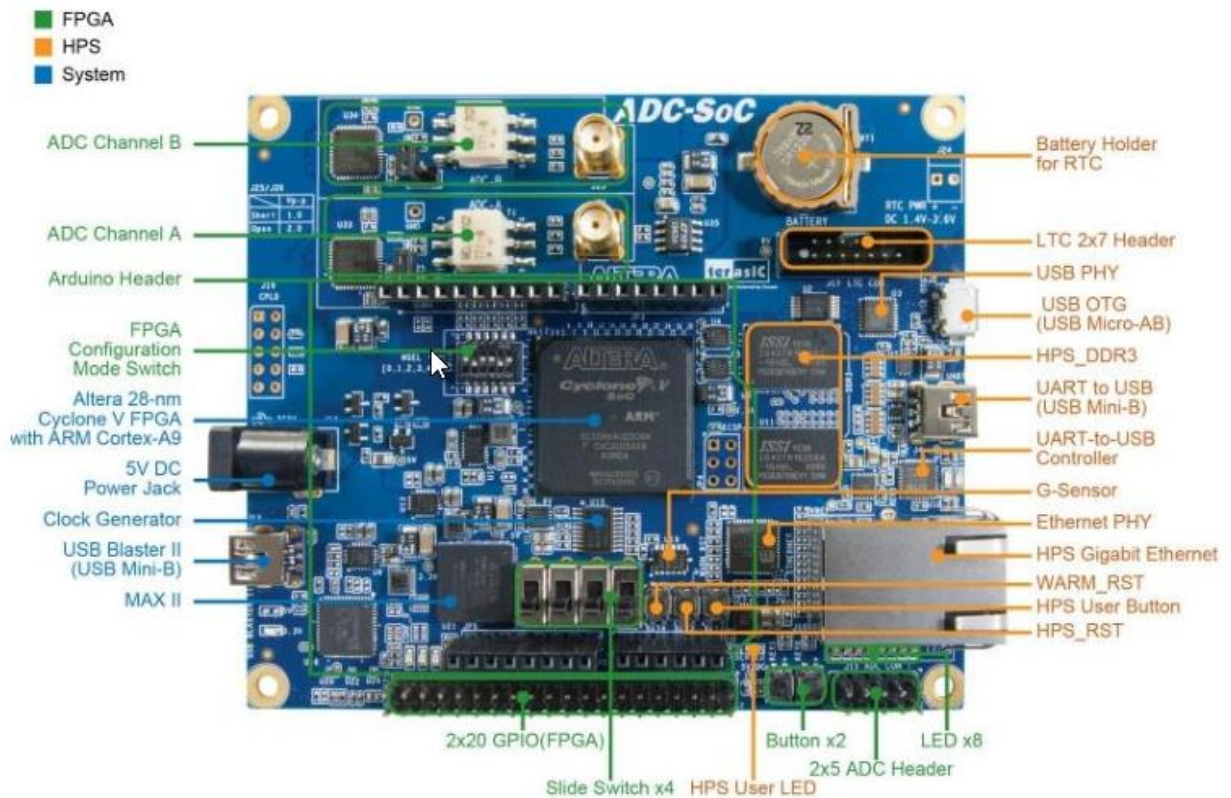


Рисунок 27 – Плата ADC-SoC [<http://terasic.com.tw>]

Входы этих аналого-цифровых преобразователей соединены трансформатором для создания симметричного входа. Отношение сигнал шум системы составляет примерно 72 дБ для входных сигналов частотой от 1 до 170 МГц. Максимальное дифференциальное входное напряжение преобразователя составляет 2 В. Полезное входное напряжение составляет приблизительно 512 мВ при использовании нагрузки с сопротивлением 50 Ом. Наличие на плате разъемов SMA значительно упрощает подключение источника радиосигналов ко входам АЦП. На рисунке 28 показана схема соединений между АЦП и FPGA.

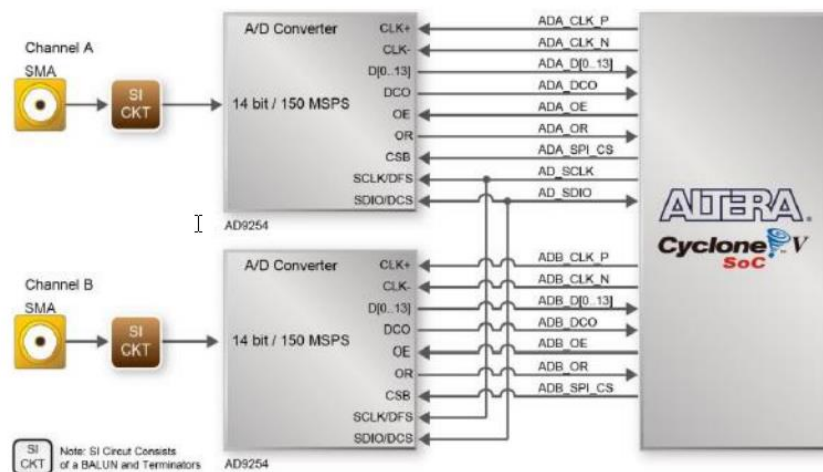


Рисунок 28 – Схема подключения АЦП AD9254 к СБИС Cyclone V
[<http://terasic.com.tw>]

Схема подключения чипа к микропроцессору показана на рисунке 29.

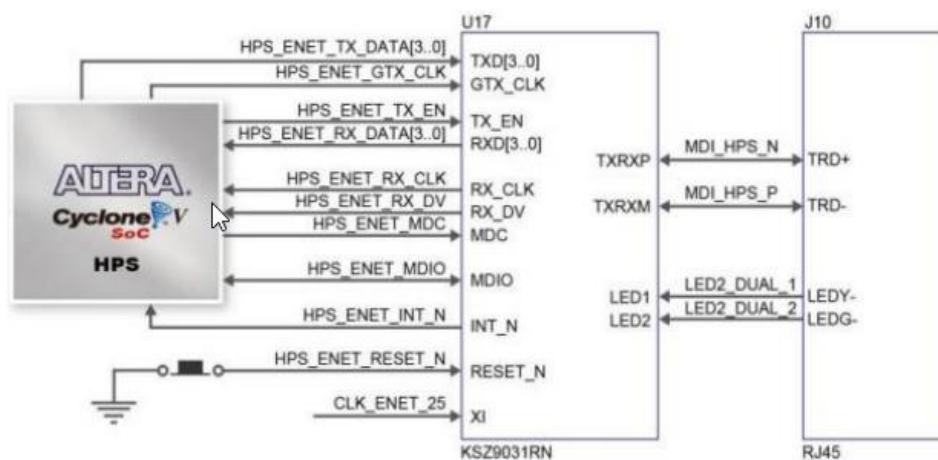


Рисунок 29 – Схема подключения внешнего чипа Micrel KSZ9031RN PHY СБИС Cyclone V [<http://terasic.com.tw>]

4.2 Схема обработки сигналов с помощью FPGA

На основе проведенного анализа и с учетом выбранных компонентов были выбрана структурная схема, представленная на рисунке 30.

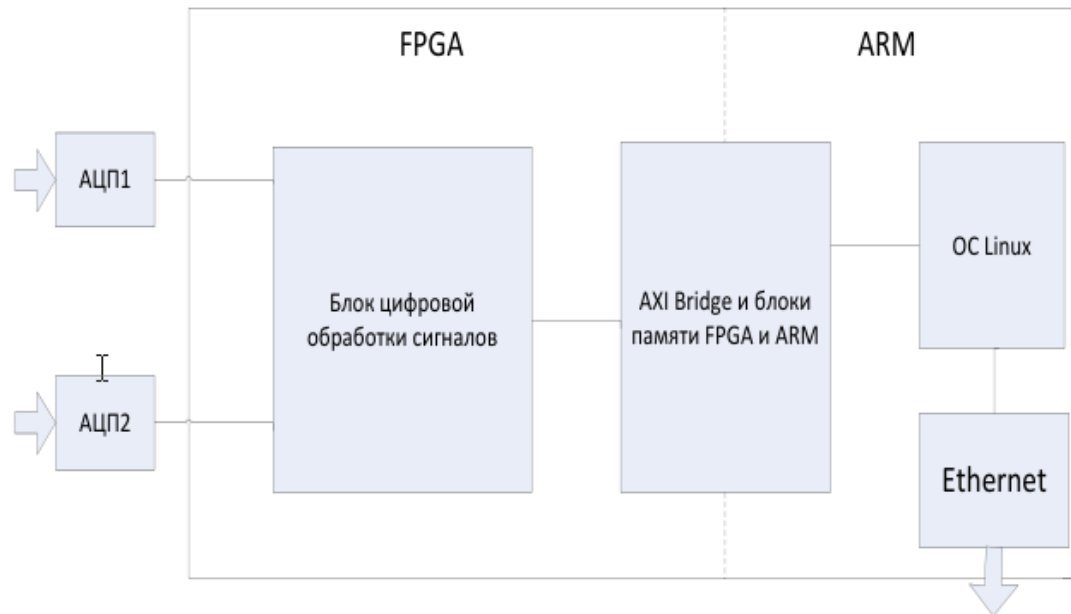


Рисунок 30 – Структурная схема разрабатываемого устройства, измеряющего разность фаз двух синхронизированных гармонических сигналов

Как проиллюстрировано на рисунке 30, оцифрованные сигналы направляются в цифровые смесители. Здесь они подвергаются операции перемножения с ортогональными колебаниями [62], которые были предварительно сгенерированы цифровым управляемым осциллятором (NCO). В результате этого процесса, на выходах каждого смесителя фактически формируются действительная и мнимая компоненты для соответствующего входного сигнала.

Следующим этапом обработки является применение CIC-фильтров (Cascaded Integrator-Comb). Эти фильтры играют ключевую роль, пропуская только ту часть

сигнала, частота которой точно соответствует разности частот входного сигнала и гетеродина. Это обеспечивает эффективное выделение полезной информации.

Для каждого из обработанных сигналов расчёт фазовых и амплитудных характеристик осуществляется с применением высокоэффективного алгоритма CORDIC (COordinate Rotation DIgital Computer). Использование данного метода обеспечивает высокую точность фазового анализа — вплоть до десятых и сотых долей градуса. После определения амплитуды и фазы каждого сигнала в отдельности выполняется вычисление фазового сдвига между двумя гармоническими сигналами, а также определяется отношение их амплитуд. Вся схема математической обработки, обеспечивающая данные вычисления, подробно представлена на рисунке 31. Этот комплексный подход к цифровой обработке сигналов является фундаментальным для достижения высокой точности и надёжности в измерительных системах.

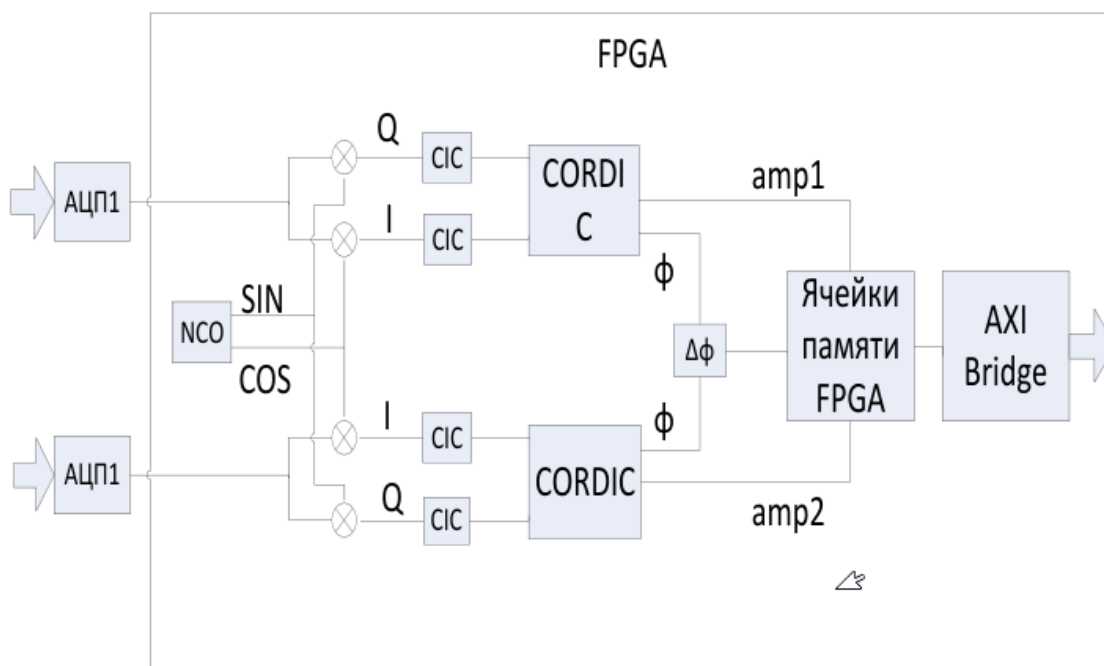


Рисунок 31 – Функциональная схема блока математической обработки сигналов

По завершении анализа сигналов программируемая логическая матрица (FPGA) осуществляет запись полученных результатов в специально выделенные

области памяти. Доступ к этим данным осуществляется непосредственно со стороны микропроцессорного ядра ARM Cortex-A9 через высокоскоростной интерфейс AXI Bridge, что обеспечивает эффективный обмен информацией между аппаратной и программной частями системы.

Микропроцессорная часть, функционирующая под управлением операционной системы на базе Linux, выполняет ключевые вычислительные задачи измерительного комплекса. В частности, реализуются вычисления отношения амплитуд сигналов, преобразование фазовых значений в угловые градусы, а также формирование структурированных кадров по протоколу Ethernet. Сформированные кадры далее передаются на физический уровень для последующей сетевой передачи. Такое разделение задач между FPGA и микропроцессором оптимизирует процесс обработки и передачи данных, обеспечивая высокую эффективность системы. Также с помощью Ethernet принимает и отправляет управляющие сигналы. Для обработки управляющих сигналов на языке СИ написан соответствующий программный код [61].

Преимуществами данной схемы являются:

- высокая точность измерения фазы (не хуже $0,01^\circ$);
- скорость обработки сигналов FPGA значительно выше, чем при обработке оцифрованных сигналов на ПК программными средствами, а также FPGA позволяет проводить вычисления двух потоков данных полностью независимо друг от друга;
- возможность реализации параллельных вычислений, что важно при использовании алгоритма CORDIC;
- низкое влияние внешних шумов.

4.3 Разработка на языке Verilog блока обработки измеряемых сигналов

4.3.1 Описание программного кода блока NCO

Основной функцией блока NCO (Numerically Controlled Oscillator) является генерация синусоидальных и косинусоидальных сигналов с фиксированной частотой 278 кГц на основе входных тактирующих импульсов. Для обеспечения необходимой выходной частоты формируется заданный закон изменения фазы, которая на каждом такте сигнала clk подаётся на вход конвейерного блока CORDIC (COordinate Rotation DIgital Computer). Реализация данного функционального узла выполнена в программной среде Quartus Prime Lite версии 18.0, входящей в состав дистрибутива Intel FPGA. Это бесплатная среда, специально разработанная компанией Intel для программирования выпускаемых ей моделей FPGA чипов. Программная среда имеет большой объем встроенных функций и содержит библиотеки готовых аппаратных блоков, так называемых IP-ядер.

Блок NCO состоит из следующих модулей:

NCO.v – модуль верхнего уровня, из него запускаются модули более низких уровней, имеет следующие входные и выходные сигналы:

- input clk – тактовый сигнал;
- input rst – сигнал сброса;
- output [13:0] I, Q – косинус и синус соответственно, для формирования квадратурного сигнала.

phase_acc.v – модуль, формирующий угол (шаг фазы) для вычисления синуса и косинуса, а также четверть, в которой находится выходной сигнал. Входные и выходные сигналы этого модуля:

- input clk – тактовый сигнал;
- output Angle – шаг фазы;
- output quarter_in – четверть.

Cordic.v – данный модуль формирует конвейер из блоков, вычисляющих промежуточные значения синуса и косинуса. Входные и выходные сигналы модуля:

- input clk – тактовый сигнал;
- input rst – сигнал сброса;
- input theta_i – фаза, для которой необходимо вычислить синус и косинус;
- input quarter_in – входная четверть сигнала;
- output quarter_out – выходная четверть сигнала;
- input x_i – начальное значение косинуса;
- input y_i – начальное значение синуса (равно нулю);
- output x_o – вычисленное значение косинуса;
- output y_o – вычисленное значение синуса;
- output theta_o – остаточное значение угла (погрешность фазы).

rotator.v – модуль, поворачивающий вектор на заданный угол. Является подмодулем модуля Cordic.v.

select_quarter.v – модуль, предназначенный для изменения четверти сгенерированного колебания (сигналы на выходе модуля Cordic.v представляют собой модуль синуса и косинуса соответственно).

Структурная схема программы представлена на рисунке 32. На рисунке 33 отдельно показан модуль Cordic.v с конвейером из модулей rotator.v (часть встроенных модулей пропущена).

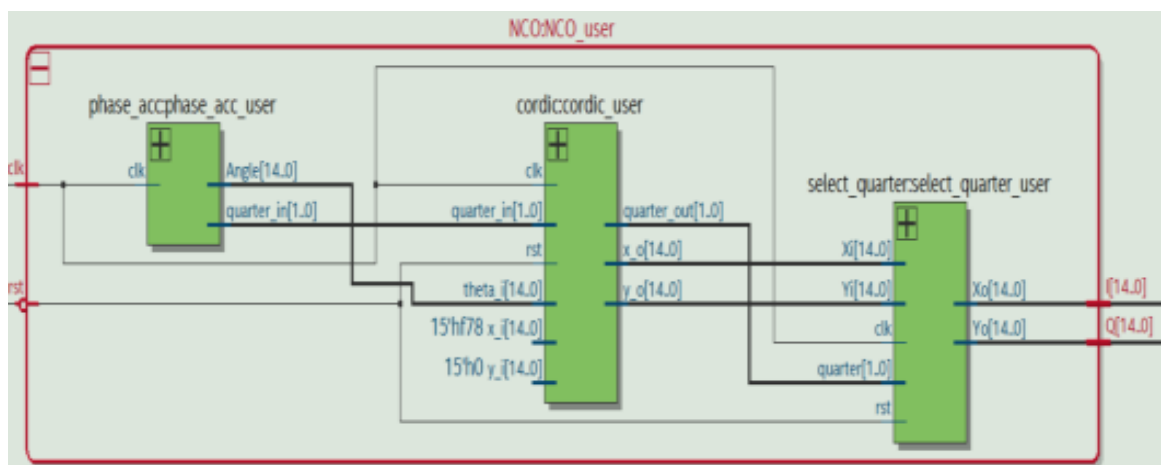


Рисунок 32 – Структурная схема блока NCO

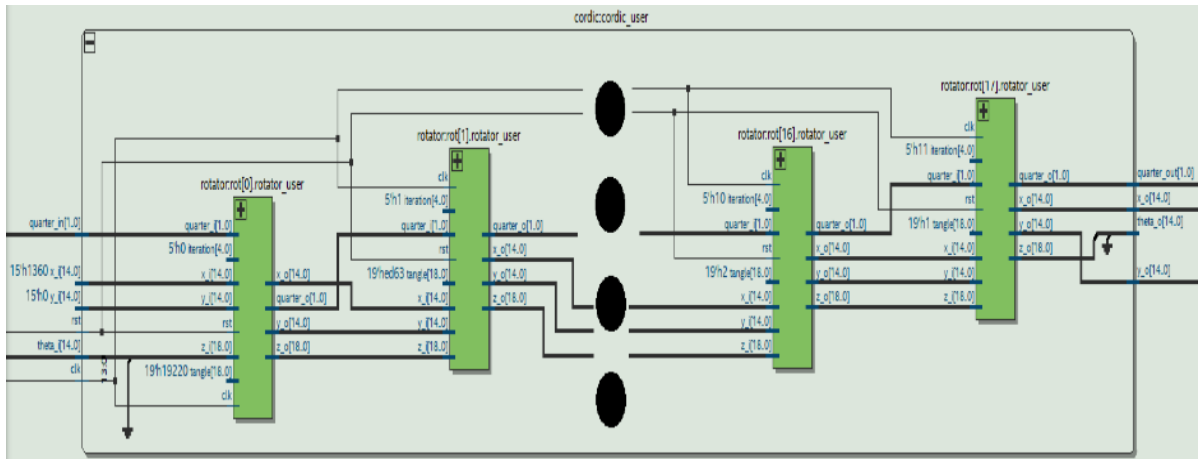


Рисунок 33 – Структура модуля Cordic.v с конвейером из модулей rotator.v

Отладка программы проводилась в среде ModelSim, также являющейся частью дистрибутива Intel FPGA. Данная среда позволяет провести эмуляцию работы программы только с помощью ПК. Гармонические колебания, генерируемые блоком NCO при эмуляции, представлены на рисунке 34.

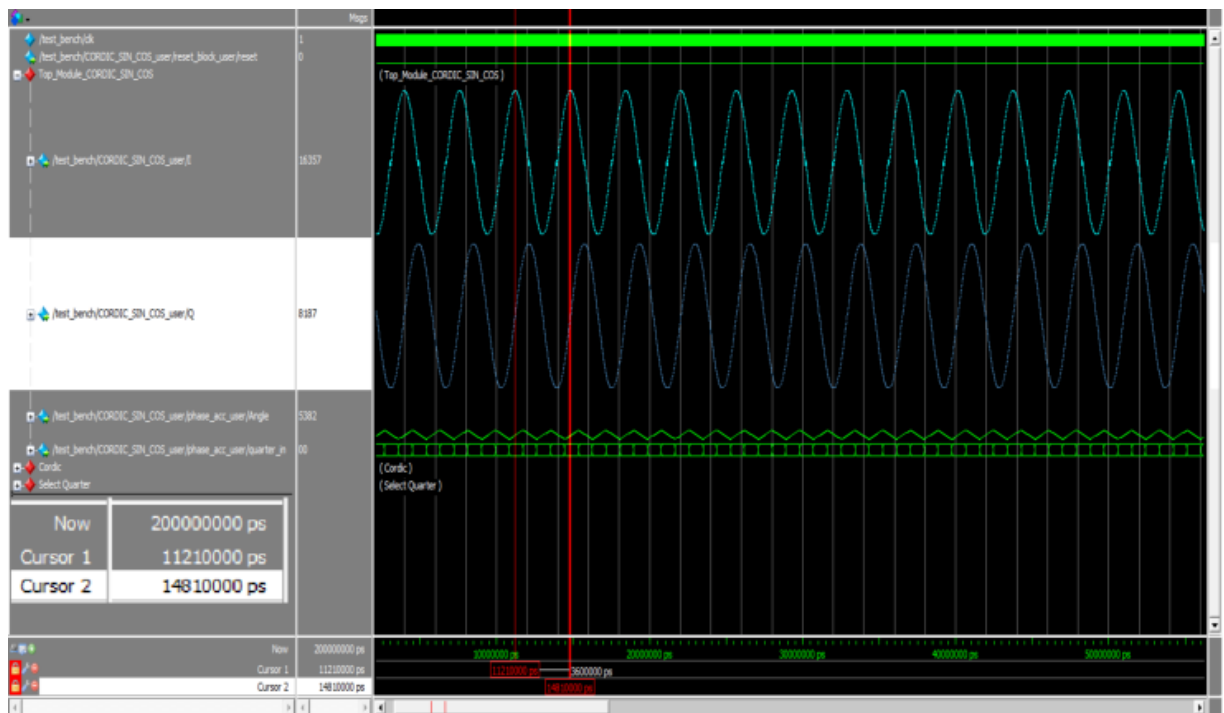


Рисунок 34 – Вид сгенерированных при эмуляции сигналов

С помощью маркеров была измерена частота сигнала. На рисунке 34 видно, что маркеры установлены на начало и конец периода синусоиды. Разница между положениями маркеров равна 3600000 пс, что в свою очередь с учетом возможных неточностей симуляции составляет $278 \pm 0,05$ кГц.

4.3.2 Описание программного кода цифрового преобразователя частоты

Для работы реализуемого алгоритма необходим мультипликативный преобразователь частоты, работу которого можно описать следующей формулой:

$$\sin(\alpha) \sin(\varphi) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \varphi) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \varphi). \quad (126)$$

На рисунке 35 показана структурная схема цифрового преобразователя частоты.

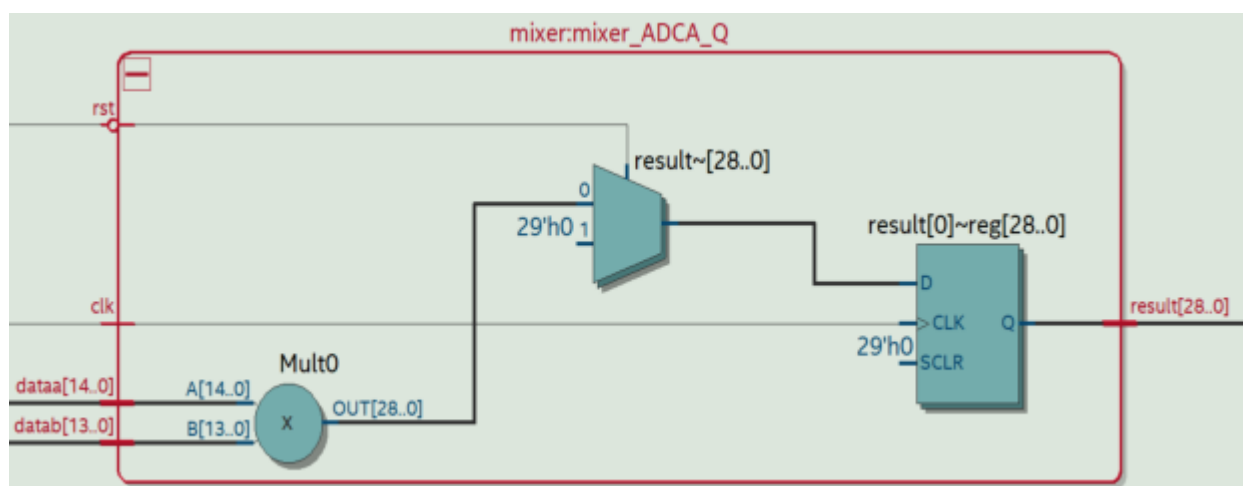


Рисунок 35 – Схема цифрового преобразователя частоты

Для программной реализации цифрового преобразователя необходимы следующие входные сигналы:

- input clk – тактовый сигнал;
- input rst – сигнал сброса;
- input[14:0] data – вход гетеродина, разрядность увеличена на 1 бит для передачи сигналов с учетом знака;
- input [13:0] datab – вход, соединяемый с АЦП.

Единственный выходной сигнал данного модуля – result [28:0]. Нужно отметить, что на данной и последующих стадиях расчета невозможно выразить значение амплитуды в физических единицах, т.к. подобная операция требует использования мантиссы. Добавление мантиссы на аппаратных языках программирования является достаточно трудоемкой задачей и необязательна при составлении данной программы. Наибольший интерес представляет именно отношение амплитуд, для вычисления которого достаточно значений без конкретных единиц измерения.

4.3.3 Расчет и программная реализация СИС фильтра

Проектирование и генерация программного кода СИС-фильтра осуществлялись в демонстрационной версии среды MATLAB 2021 с использованием инструментария Filter Builder. В качестве подхода к расчёту фазовых характеристик было принято решение использовать сигнал, представляющий собой разность частот между измеряемым сигналом и гетеродином. При этом, при неизменной амплитуде и фиксированной разности фаз, выходной сигнал фильтра будет представлять собой постоянное значение, описываемое выражением $s(t) = \cos(\varphi)$, где φ – разность фаз между измеряемым сигналом и гетеродином. Такая реализация значительно снижает требования к фильтру, т.к. позволяет подобрать минимум первого лепестка АЧХ равный сумме

частот преобразуемых сигналов, не учитывая минимумы последующих лепестков. С учетом описанных выше особенностей наиболее эффективен для применения в разрабатываемой программе децимирующий СИС фильтр, т.к. «прореживание» выходной последовательности данных при условии, что на выходе некоторое значение, изменяющееся в небольших пределах и невысокой скоростью, позволяет дополнительно снизить нагрузку на аппаратную составляющую.

При моделировании были подобраны следующие параметры фильтра:

- задержка в дифференциальных ячейках фильтра $M = 69$;
- количество каскадов интеграторов и гребенчатых фильтров $N = 4$;
- коэффициент децимации $R = 25$;
- коэффициент подавления 60 дБ.

АЧХ используемого СИС фильтра в диапазоне от 0 до 1 МГц представлена на рисунке 36. Из рисунка видно, что первый минимум АЧХ находится в диапазоне примерно 540-610 кГц.

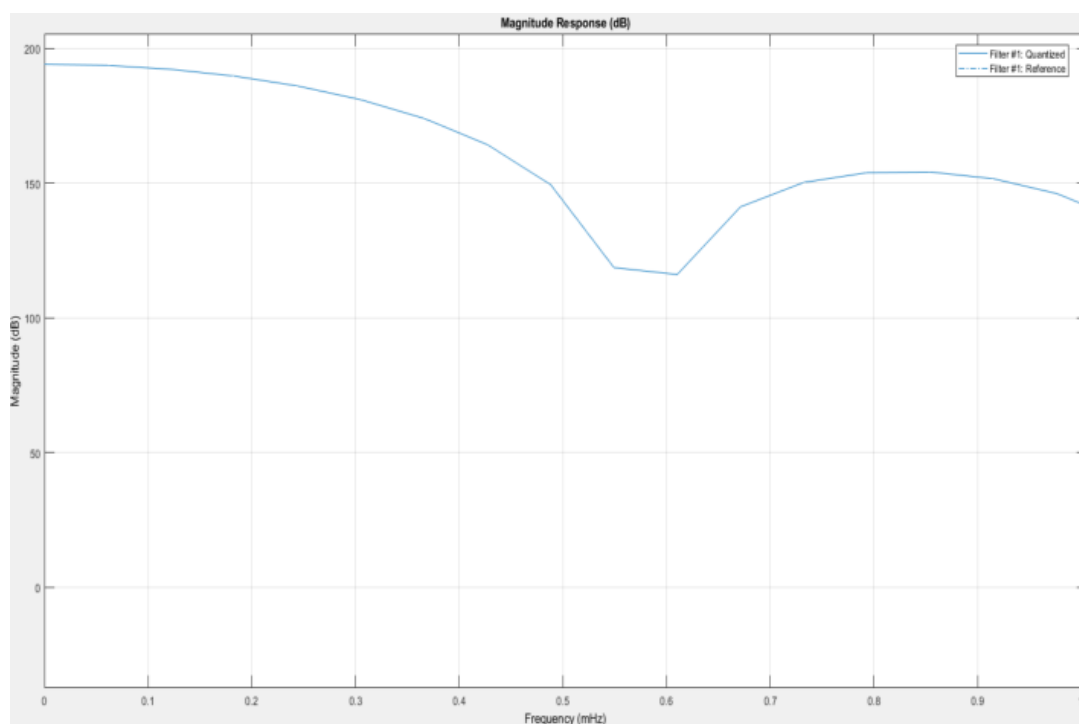


Рисунок 36 – АЧХ используемого СИС фильтра в диапазоне от 0 до 1 МГц

На основе проведенного расчета, с помощью встроенной в расширение Filter Builder возможности генерации HDL-кода на аппаратном языке программирования Verilog, был синтезирован код CIC фильтра.

Модуль CIC фильтра имеет следующие входные и выходные сигналы:

- input clk – тактовый сигнал;
- input rst – сигнал сброса;
- input [28:0] filter_in – сигнал от преобразователя частоты;
- output [24:0] filter_out – сигнал, представляющий разность частот измеряемого сигнала и гетеродина. Разрядность выходных данных уменьшена с помощью встроенных в Filter Builder алгоритмов для экономии ресурсов и не оказывает значительного влияния на точность измерений.

Для оптимизации использования ресурсов FPGA, а также увеличения скорости обработки сгенерированный код был переработан.

4.3.4 Программная реализация модуля cordic_phase

Стоит отметить, что описываемая программная реализация алгоритма CORDIC и реализация алгоритма CORDIC в блоке NCO являются во многом схожими. Все отличия обусловлены особенностями алгоритма для различных применений. Структурная схема полностью аналогична, показанной на рисунке 32.

Модуль cordic_phase имеет следующие входные и выходные сигналы:

- input clk – тактовый сигнал;
- input rst – сигнал сброса;
- input [24:0] x_i, y_i – входные данные, принимаемые от CIC фильтров;
- input [30:0] theta_i – входная фаза (для первого звена конвейера равна 0);
- output [24:0] x_o, y_o – координаты вектора после каждого звена конвейера (на выходе конвейера $y_o = 0$, а x_o – значение амплитуды сигнала)

– output [30:0] theta_o – фаза сигнала (по мере прохождения конвейера значение theta_o приближается к истинному значению фазы сигнала).

Разрядность фазы увеличена до 31 бита для большей точности вычислений. Младшие 30 бит содержат в себе информацию о фазе и знаке, старший бит, используется при вычислениях в модуле верхнего уровня. Наиболее значимым элементом модуля cordic_phase является таблица углов поворота. Таблица углов задается внутри функции с использованием поведенческого блока case (рисунок 37).

```
function [28:0] tanangle;  
    input [4:0] i; begin  
        case (i)  
            0: tanangle = 29'd210828714; // 1/1  
            1: tanangle = 29'd124459457; // 1/2  
            2: tanangle = 29'd65760959; // 1/4  
            3: tanangle = 29'd33381290; // 1/8  
            4: tanangle = 29'd16755422; // 1/16  
            5: tanangle = 29'd8385879; // 1/32  
            6: tanangle = 29'd4193963; // 1/64  
            7: tanangle = 29'd2097109; // 1/128  
  
            .....  
            22: tanangle = 29'd64; // 1/4194304  
            23: tanangle = 29'd32; // 1/8388608  
            24: tanangle = 29'd16; // 1/16777216  
            25: tanangle = 29'd8; // 1/33554432  
            26: tanangle = 29'd4; // 1/67108864  
            27: tanangle = 29'd2; // 1/134217728  
            28: tanangle = 29'd1; // 1/268435456  
  
        endcase  
    end  
endfunction
```

Рисунок 37 – Структура программного кода, задающего таблицу углов поворота вектора

Как видно из приведенного рисунка, каждое значение $\tan\text{angle}$ является значением тангенса угла, на который в зависимости от итерации необходимо повернуть вектор. Значение углов поворота приведены в таблице 1. Расчет значений тангенса выполнялся по следующей формуле:

$$\tan(\text{angle}_i) = 2^{28} \cdot \text{atan}(2^i). \quad (127)$$

Таблица 1. Углы поворота вектора на каждом этапе конвейера

i	Угол φ , град
0	45
1	26,5650512
2	14,0362435
3	7,12501635
4	3,57633437
5	1,78991061
6	0,89517371
7	0,44761417
8	0,2238105
9	0,11190568
10	0,05595289
11	0,02797645
12	0,01398823
13	0,00699411
14	0,00349706
15	0,00174853
16	0,00087426
17	0,00043713
18	0,00021857
19	0,00010928

20	0,00005464
21	0,00002732
22	0,00001366
23	0,00000683
24	0,00000342
25	0,00000171
26	0,00000085
27	0,00000043
28	0,00000021

Из таблицы видно, что точность погрешности меньше $0,00000021^\circ$, однако на реальную итоговую погрешность влияют как точность генерирования опорного сигнала, так и отклонения мгновенных значений опорного сигнала от истинных, обусловленные использованием аналогичной таблицы с разрядностью 19 бит в модуле `cordic.v` блока NCO. Таким образом, с учетом описанных погрешностей, ожидаемая точность измерения ухудшается и равна $\pm 0,01^\circ$, что является достаточно высоким показателем.

4.3.5 Описание программного кода модуля верхнего уровня PHASE_METER

Модуль `rotator_phase` является ядром алгоритма CORDIC – именно данный модуль непосредственно выполняет операции сдвига и вращает вектор согласно теории.

Объединенные в конвейер модули `rotator_phase` последовательным приближением вычисляют значения амплитуды и фазы каждого из измеряемых сигналов.

Задачей модуля PHASE_METER является объединение описанных выше блоков и модулей в одну структуру.

Модуль PHASE_METER имеет следующие входные и выходные сигналы:

- input clk – тактовый сигнал;
- input rst – сигнал сброса;
- input [13:0] ADC_A, ADC_B – входные сигналы от АЦП А и В

соответственно;

- output [31:0] ampA, ampB – измеренные значения амплитуд для сигнала А и В;
- output [31:0] phase – разность фаз сигналов А и В.

На структурной схеме, представленной на рисунке 38, кроме описанных ниже модулей также присутствуют дополнительные регистры. Они необходимы для корректной передачи сигналов между модулями – отсутствие этих связующих регистров приводит к полной невозможности передачи данных следующему модулю. Эта проблема вызвана особенностями, как аппаратных языков программирования, так и аппаратными свойствами FPGA.

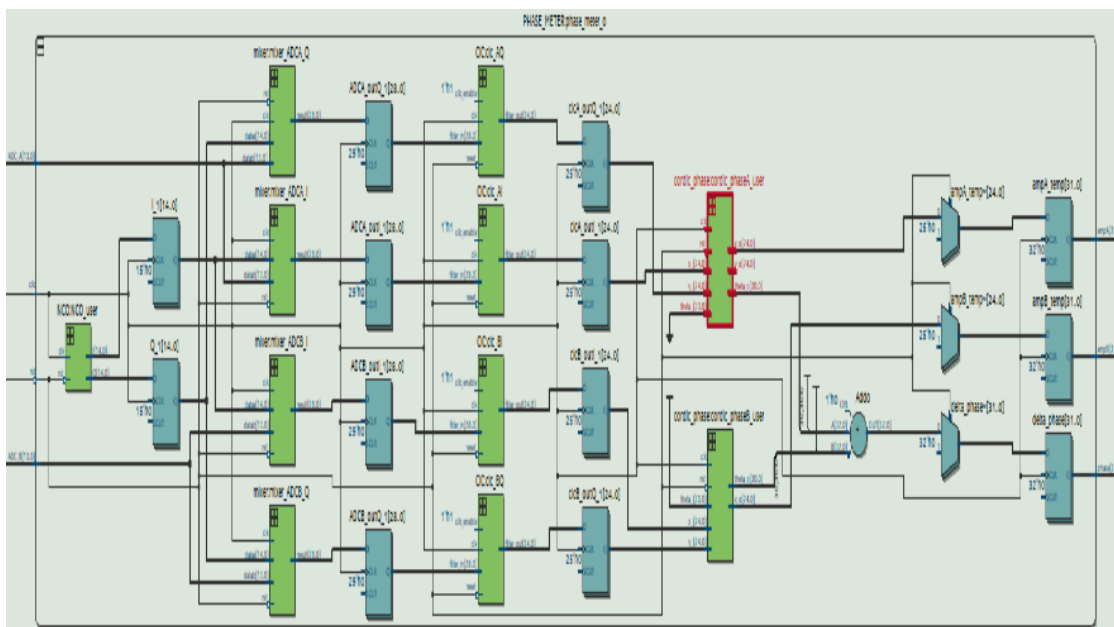


Рисунок 38 – Структурная схема модуля PHASE_METER

Также в модуле PHASE_METER выполняется вычисление разности фаз сигналов. Выполнение данной операции именно в этом блоке, а не в микропроцессоре обусловлено сокращением количества мостов между FPGA и микропроцессором. Разрядность выходных данных обусловлена необходимостью совместить разрядность промежуточных блоков памяти FPGA и измеряемых данных, а также, требованиями производителя к данным, передаваемым по шине AXI-Bridge.

4.3.6 Сборка и настройка системы с использованием IP-ядер

Для сборки системы помимо блока математической обработки сигналов необходимы: блоки приема сигналов от АЦП (Terasic_AD9254), блоки памяти (On-Chip Memory (RAM or ROM) Intel FPGA IP) и блок, связывающий FPGA и микропроцессор с помощью шины AXI-Bridge (Arria V/ Cyclone V Hard Processor System). Используются также модули PLL и прерываний внутри FPGA. Все используемые блоки передают данные между собой, используя шину Avalon Mapped-Memory, т.е. шину использующую память. Использование памяти необходимо, т.к. она позволяет передавать данные адресно, т.е. от одной выбранной области памяти к другой. Передача пакетами упрощает работу микропроцессора, т.к. архитектурно для чипов Cyclone V передача данных из FPGA производится в память, подключенную напрямую к микропроцессору. Разрядность всех участков шины по умолчанию равна 32 битам. Тактирование всех блоков системы выполняется внешнего кварца с частотой 50 МГц через PLL преобразующий исходную частоту в 55,6 МГц. Блоки, подключенные к шине Avalon Mapped-Memory, делятся на две категории: ведущие (master) и ведомые (slave). Задача ведущих указывать, когда и в какую область памяти записать данные и запрашивать эти данные для чтения. Как правило, ведущими являются блоки, непосредственно связанные с внешними устройствами. Ведомые – чаще всего являются блоками

памяти. В разрабатываемой системе основными функциональными блоками выступают IP-ядра Terasic_AD9254 (с подключённым IP-ядром PHASE_METER) и Hard Processor System на базе Arria V / Cyclone V. Ведомыми модулями для них являются, соответственно, On-Chip Memory (RAM или ROM) Intel FPGA IP и блок PHASE_METER. Основной задачей блока Terasic_AD9254 (исходный код IP-ядра открыт) является управление аналогово-цифровым преобразователем (АЦП) и приём оцифрованных сигналов, поступающих с физических входов/выходов ПЛИС, для последующей цифровой обработки. В системе используется 2 экземпляра IP-ядра – по одному для каждого АЦП. Выходные интерфейсы Avalon Mapped-Memory данных блоков благодаря выходным буферам передает данные практически непрерывно, т.к. следующий блок PHASE_METER адаптирован именно для такой формы передачи.

Блок PHASE_METER в свою очередь передает в память, описываемую IP-ядрами On-Chip Memory (RAM or ROM) Intel FPGA IP. Т.к. блок математической обработки имеет три выходных сигнала, то необходимо создать, соответственно три блока памяти. Объем каждого блока памяти равен 38400 байтам (ограничен аппаратными возможностями чипа Cyclone V). Т.к. разрядность данных 32 бита выделенного объема достаточно для хранения 9600 отсчетов АЦП. Такое количество хранимых отсчетов избыточно, однако делает систему более универсальной на случай необходимости анализа больших выборок данных.

Блоки памяти имеют два интерфейса Avalon: один ведомый «входной» – подключен к блоку PHASE_METER и ведомый «выходной» – подключен к AXI-Bridge. Параметры блоков памяти показаны на рисунке 39. IP-ядро Arria V/ Cyclone V Hard Processor System является сложной системой основная задача которой – обеспечение связи между FPGA и микропроцессором по средством AXI-Bridge. Архитектурно чипы Cyclone V имеют три шины между FPGA и микропроцессором:

On-Chip Memory (RAM or ROM) Intel FPGA IP
altera_avalon_onchip_memory2

Memory type

Type: RAM (Writable) ▾

☒ Dual-port access

☐ Single clock operation

Read During Write Mode: DONT_CARE ▾

Block type: AUTO ▾

Size

☐ Enable different width for Dual-port access

Slave S1 Data width: 32 ▾

Total memory size: 38400 bytes

☐ Minimize memory block usage (may impact fmax)

Read latency

Slave s1 Latency: 1 ▾

Slave s2 Latency: 1 ▾

ROM/RAM Memory Protection

Reset Request: Enabled ▾

ECC Parameter

Extend the data width to support ECC bits: Disabled ▾

Memory initialization

☐ Initialize memory content

☐ Enable non-default initialization file

Type the filename (e.g: my_ram.hex) or select the hex file using the file browser button.

User created initialization file: onchip_mem.hex

Рисунок 39 – Параметры блоков памяти FPGA

- FPGA-to-HPS позволяет FPGA получать доступ почти ко всем ведомым в системе, микропроцессор имеет прямой доступ к чтению этой шины через заранее указанные адреса памяти, в данном проекте имеет разрядность 128 бит;
- HPS-to-FPGA – шина, предназначенная для передачи данных из микропроцессора напрямую в Avalon Mapped-Memory;
- Lightweight HPS-to-FPGA – упрощенная версия шины HPS-to-FPGA, используется для передачи данных, не требующих высокой скорости передачи и низких задержек.

Блок имеет большое количество интерфейсов для прямого подключения к периферийным устройствам, а также большое количество настроек (например, можно настроить частоту работу памяти, прерывания для работы внешних устройств и многое другое). С помощью Lightweight HPS-to-FPGA в FPGA из микропроцессора передаются команды на начало измерений и информация о количестве отсчетов АЦП, которые нужно принять и обработать. Все интерфейсы Avalon Mapped-Memory данного блока являются ведущими. Схема соединений IP-ядер, составленная с использованием среды системной интеграции Platform Designer, показана на рисунке 40.

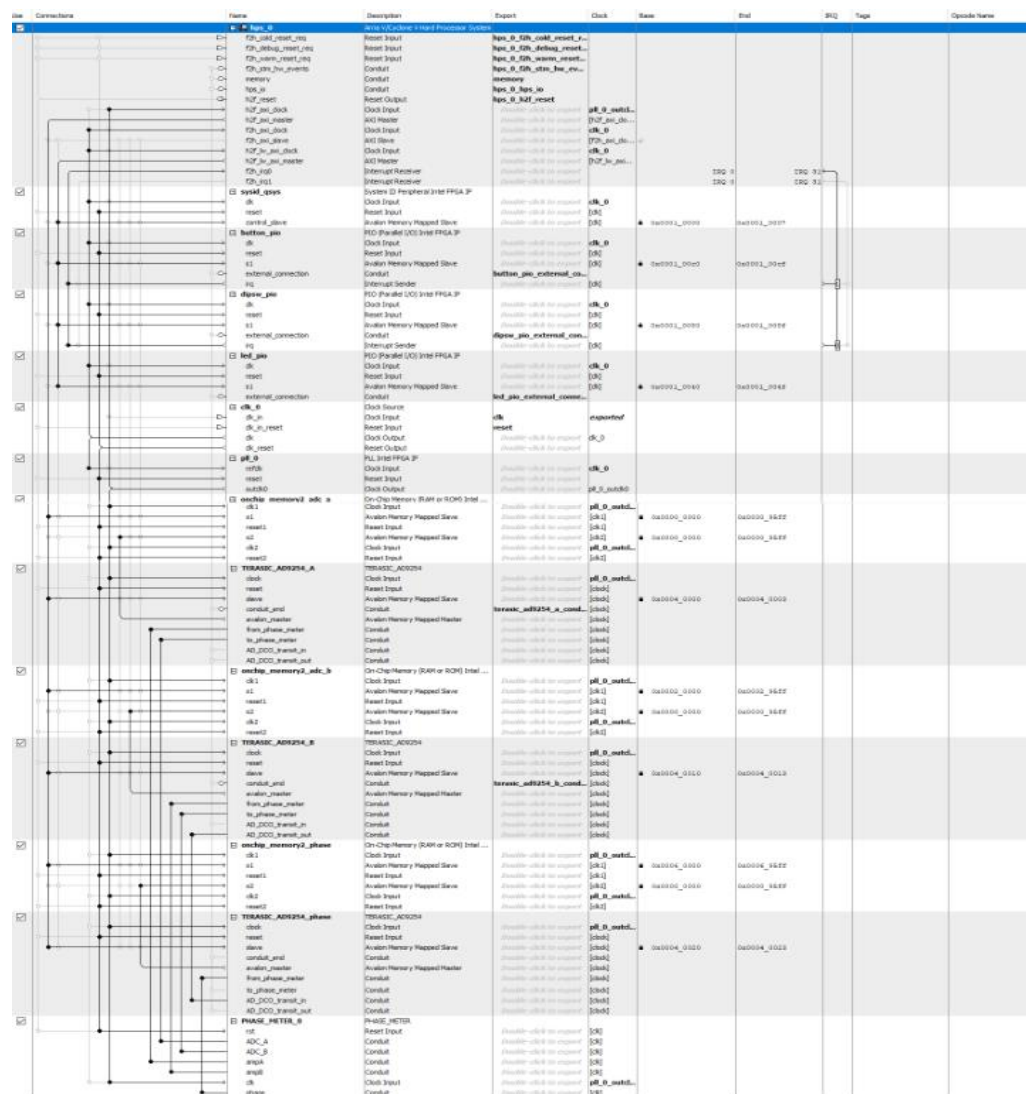


Рисунок 40 – Функциональная схема соединений IP-ядер в среде Platform Designer

4.4 Определение погрешностей измерений разработанного векторного вольтметра, вклад погрешности векторного вольтметра в общую погрешность устройства, сравнение с другими методами

Для определения погрешностей измерения был собран тестовый стенд, схема которого показана на рисунке 41 [61].

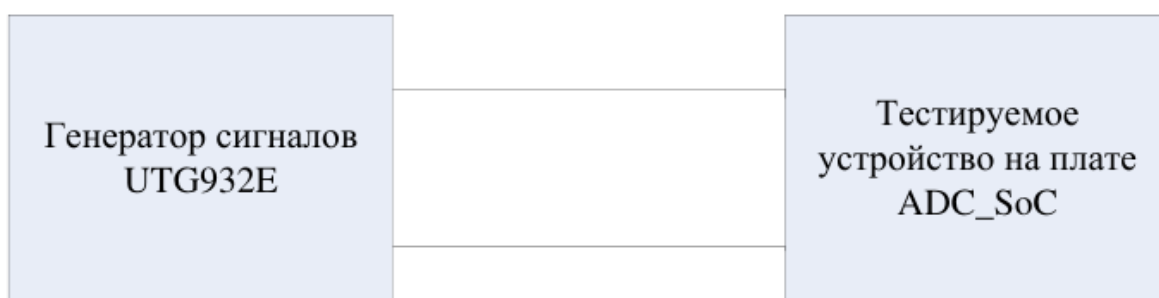


Рисунок 41 – Блок-схема тестового стенда

Характеристики используемого генератора сигналов представлены в таблице 2.

Таблица 2. Характеристики генератора сигналов UTG932E

Максимальная частота сигнала	30 МГц
Количество каналов	2 канала (CH1 / CH2) + внешний вход
Скорость выборки	200 MS/s
Количество точек в сигнал произвольной формы	4000
Разрешение по частоте	1,0 мкГц
Разрешение по вертикали	14 бит

Разрешение по напряжению	1 мВ
Амплитуда	1-10V _{pp} (50Ω); 2-20V _{pp} (high Z)
Выходной импеданс	50 Ом / высокий

Для проведения измерений частота выходного сигнала на выходе генератора равнялась 278 кГц. Проведены серии измерений для двух групп: в первой – при постоянном отношении амплитуд изменялась разность фаз сигналов в диапазоне от -180° до 180° , во второй – при постоянной разности фаз изменялась амплитуда сигналов (отношение амплитуд сигналов на выходе генератора изменялась от -12 до 12 дБ с шагом 1 дБ). Каждое измерение состоит из выборки, равной 1200 сэмплам. Оценка погрешностей выполнялась по среднему значению каждого измерений. Результаты измерений представлены на рисунках 42 и 43 соответственно.

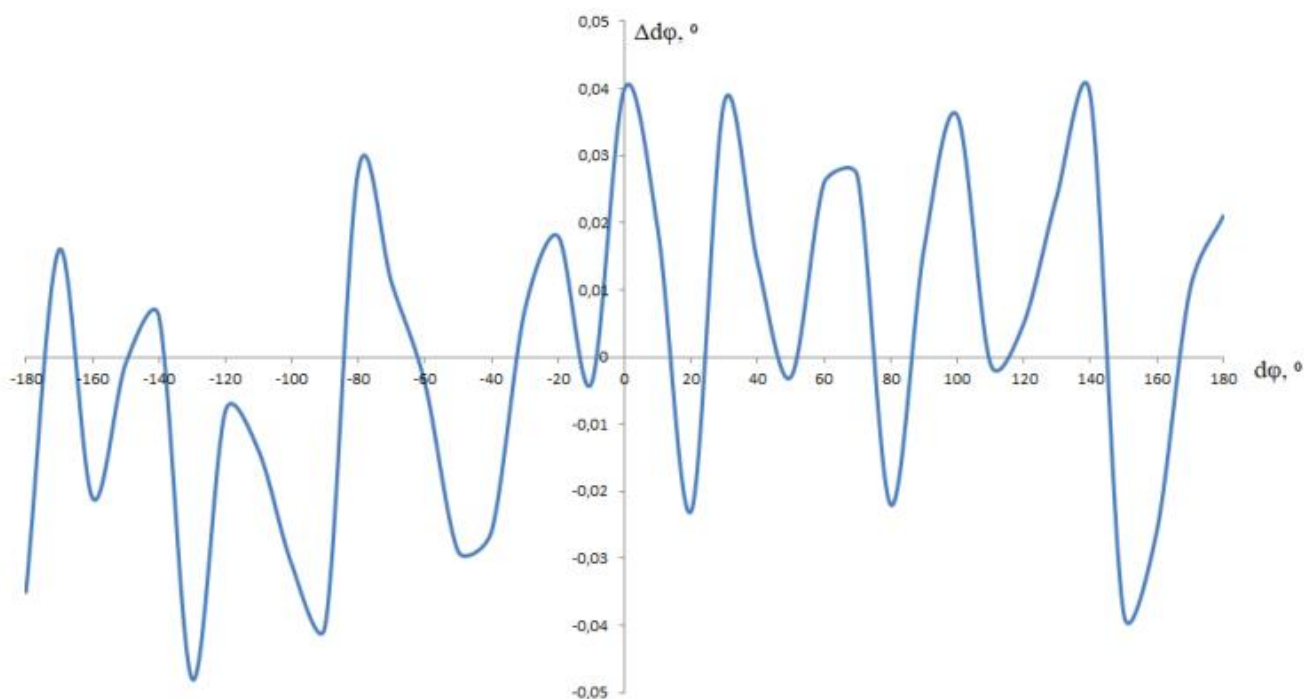


Рисунок 42 – Абсолютная погрешность измерения разности фаз, при различных фазовых сдвигах измеряемых сигналов [20]

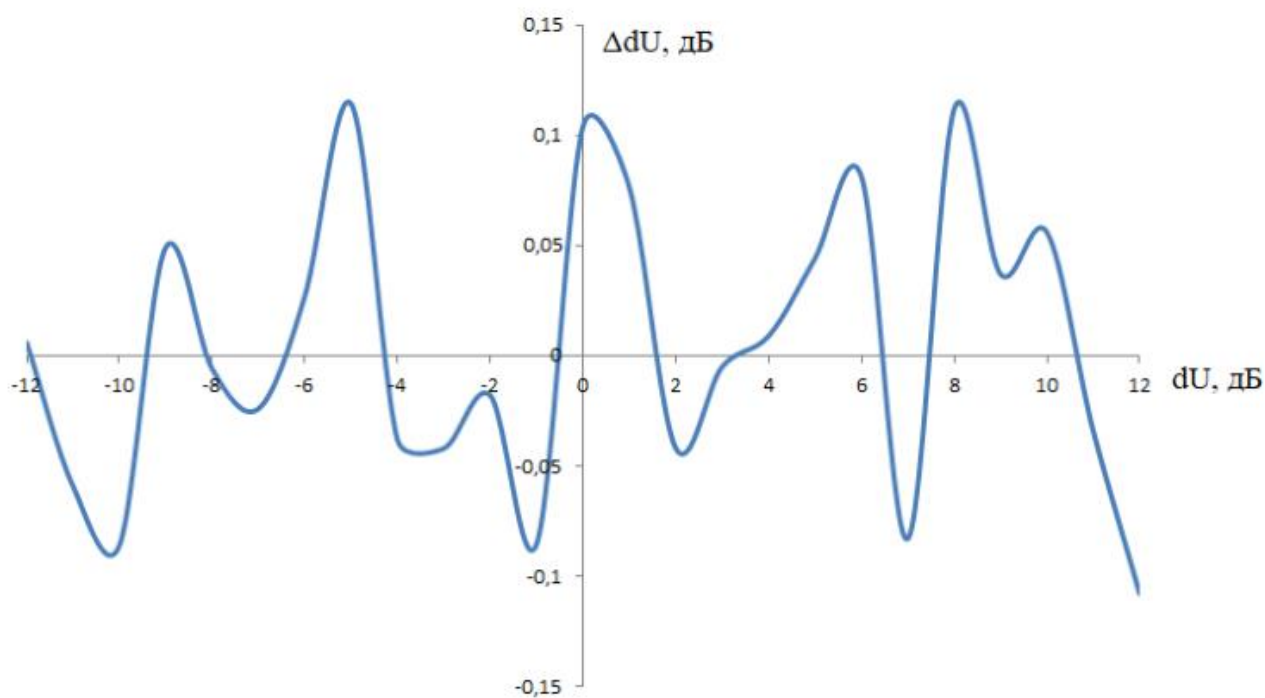


Рисунок 43 – Абсолютная погрешность измерения отношения амплитуд сигналов

Как видно из графиков, наибольшее отклонение измеренного значения разности фаз от истинного составляет $0,048^\circ$, а наибольшее отклонение отношения амплитуд равно $0,114$ дБ. Данные значения несколько выше теоретических, т.к. при расчетах не учитывалось возможное влияние соединительных кабелей и переходников. При последующих проверках влияния кабелей, было установлено, что набег фазы при различных изгибах кабеля может достигать до $0,03^\circ$, а совместное влияние на амплитуду сигнала переходников и кабелей может достигать $0,06$ дБ. Также следует учитывать возможные наводки от источников питания платы и генератора сигналов, устранение которых затруднительно, т.к. используемая плата не имеет предусмотренных изготовителем контактов для подключения общего провода. С учетом описанных выше внешних факторов, погрешности измерения разработанного устройства не превышают $\pm 0,02^\circ$ и $\pm 0,1$ дБ для разностей фаз и отношений амплитуд соответственно. Благодаря этому были определены параметры, необходимые для реализации способа наведения на движущийся объект [118].

Векторный вольтметр способен измерять разность фаз и отношение амплитуд между сигналами одинаковой частоты. Все известные на сегодняшний день методы определения матрицы рассеяния четырёхполюсников с преобразованием частоты основаны именно на использовании ВАЦ, который имеет в своем составе векторный вольтметр.

Рассмотрим в хронологической последовательности эти методы и обсудим их достоинства и недостатки и вклад погрешности векторного вольтметра в суммарную.

Из недостатков метода суммы и разности, используемого в нашем устройстве, можно отметить, что для выполнения измерений на промежуточных частотах при наличии ВАЦ без возможности относительных измерений частотно-преобразующих устройств требуется наличие внешнего векторного вольтметра. Кроме того, при выполнении измерений суммы и разности на вспомогательный смеситель поступают различные по уровню сигналы: сначала с выхода ПЧ испытуемого смесителя, затем с выхода синтезатора частот СВЧ.

При этом так как параметр σ любой нелинейной среды зависит от величины поля, рассеиваемого на среде, сдвиг фаз, вносимый вспомогательным смесителем, будет разным при первом и втором измерениях. В литературе этот процесс принято называть амплитудно-фазовой конверсией или амплитудно-фазовой погрешностью. Методы учёта и уменьшения этих погрешностей были использованы в разработанном устройстве. Кроме того, вспомогательный смеситель работает в режиме преобразования частоты из ПЧ в СВЧ при измерении суммы ФЧХ и в режиме преобразования частоты из СВЧ в ПЧ при измерении разности. Для того, чтобы ФЧХ вспомогательного смесителя φ_1 была одинакова, необходимо предъявлять к этому смесителю требование взаимности, то есть симметрии его матрицы рассеяния или равенства $S_{21} = S_{12}$, что накладывает ограничения на точность этого метода. Вопросы, посвящённые взаимности опорного смесителя при таких измерениях, решены в работе [33].

Метод трех смесителей, является по сути некоторой модификацией метода

суммы и разности. Метод основан на применении двухпортового ВАЦ, как и предыдущий, между первым и вторым портами которого включают и измеряют последовательно соединенные испытуемый и вспомогательные смесители. Схема измерений аналогична схеме на рисунке 8 б для измерения суммы ФЧХ с той разницей, что для получения истинных значений ФЧХ φ_x к нему присоединяют сначала первый вспомогательный смеситель с ФЧХ φ_1 , а затем второй вспомогательный смеситель с ФЧХ φ_2 , измеряя соответственной суммарные ФЧХ Σ_1 и Σ_2 . Затем измеряют последовательно соединенные первый и второй вспомогательные смесители, получая их суммарную ФЧХ Σ_3 .

Решая систему уравнений (128):

$$\begin{cases} \Sigma_1 = \varphi_x + \varphi_1, \\ \Sigma_2 = \varphi_x + \varphi_2, \\ \Sigma_3 = \varphi_1 + \varphi_2, \end{cases} \quad (128)$$

находят ФЧХ испытуемого смесителя в виде (129)

$$\varphi_x = \frac{\Sigma_1 + \Sigma_2 - \Sigma_3}{2}. \quad (129)$$

Таким образом, можно видеть, что применение метода трех сумм имеет достоинство по сравнению с методом суммы и разности в том, что отсутствует необходимость измерений в разных диапазонах частот, а значит, и применение внешнего векторного вольтметра, что значительно упрощает реализацию метода. Однако стоит отметить, что при измерениях сумм Σ_1 и Σ_3 также наблюдается амплитудно-фазовая погрешность для первого вспомогательного смесителя. Кроме того, такая погрешность существует и для второго вспомогательного смесителя при измерениях сумм Σ_2 и Σ_3 , так, очевидно, потери преобразования испытуемого и первого вспомогательного смесителя всегда различны. Помимо этого, погрешность взаимности опорного смесителя также остается не

Метод отражений (метод малых потерь): третий по времени появления метод, также основан на применении ВАЦ. Схема измерений указана на рисунке 44.


$$\varphi_{\Sigma} = 2\varphi_x + 2\varphi_y + \varphi_z. \quad (130)$$

172

$$\varphi_x = \frac{\varphi_{\Sigma} - 2\varphi_{лз} - \varphi_n}{2} . \quad (131)$$

Достоинством этого метода является отсутствие необходимости использования вспомогательных смесителей, однако измерение коэффициента отражения в данном случае эквивалентно измерению суммарной ФЧХ последовательно соединённого с самим собой испытуемого смесителя, что снова накладывает на ограничения точности величину взаимности этого смесителя. При этом амплитудно-фазовая погрешность также имеет место вследствие ослабления отраженного сигнала нагрузкой и линией задержки.

Четвертый известный метод измерений ФЧХ частотно-преобразующих устройств основан на применении так называемых X-параметров. Изначально технология X-параметров разрабатывалась для измерения параметров устройств без гетеродинного преобразования частоты, однако в 2008-2010 годах был предложен метод и реализующее его устройство применения X-параметров и векторного анализатора цепей для измерения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-устройств с преобразованием частоты. Метод отличается большей сложностью исполнения и наличием дополнительных устройств в виде генератора комбинационных частот и специального ВАЦ. В силу больших различий с остальными известными методиками в данной работе этот метод рассматривался в меньшей степени, подробный его анализ был проведен ранее в [20].

С целью проведения измерений различными методами и учета влияния погрешности внешнего векторного вольтметра для метода суммы и разности, была реализована программно-управляемая измерительная система [25] интерфейс которой представлен на рисунке 45.

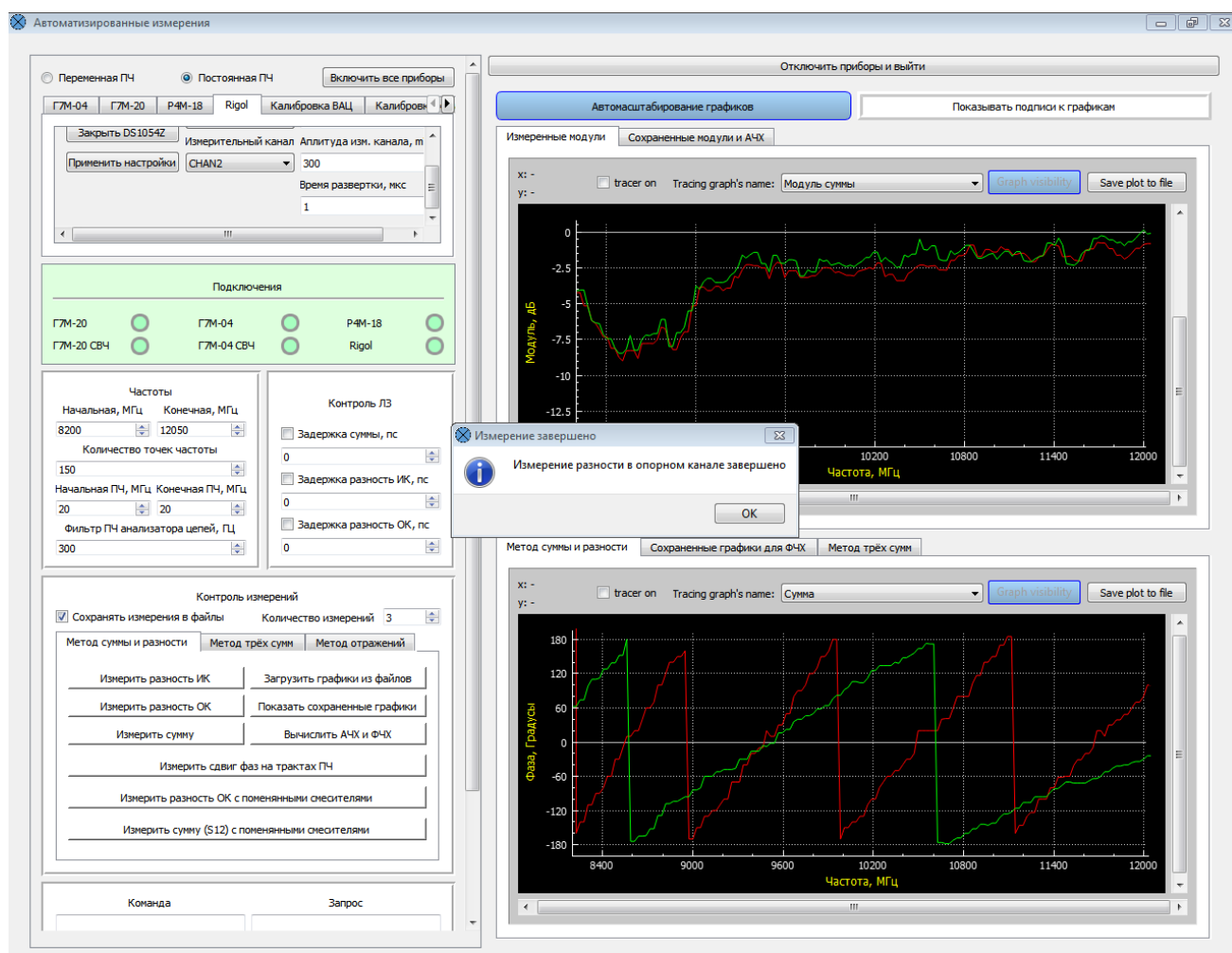


Рисунок 45 – Интерфейс программно-управляемой измерительной системы

С использованием данной программы проведены натурные измерения комплексного коэффициента передачи СВЧ-смесителя Ремес Magnum MC64PG- 11 в диапазоне 8220 – 12050 МГц с целью отладки работы системы и определения путей устранения неравномерности длин измерительных трактов, рассчитаны погрешности измерений, проведены измерения с различными вариантами в качестве замены векторного вольтметра осциллографами и другими измерительными устройствами. Однако, векторный вольтметр показал лучшие результаты. В работе определены систематические погрешности измерения фазочастотной характеристики последовательно соединенных СВЧ-смесителей, вызываемые неидентичностью плеч делителя мощности сигналов гетеродина, а

также изменением знака величины фазового сдвига трактов промежуточной частоты при переходе к измерениям в области зеркальных частот. С учетом указанных погрешностей проведены измерения амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик СВЧ-смесителя в X-диапазоне. Результаты измерений, представлены на рисунке 46, четырьмя исследуемыми методами впервые имеют сходство с точностью до единиц градусов. Проводились семь измерений серий с доверительной вероятностью 0,95.

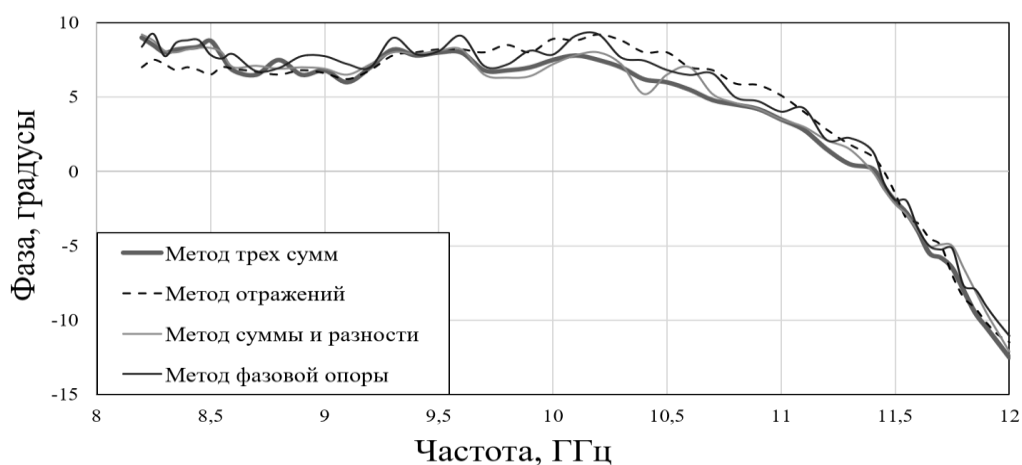


Рисунок 46 – Измерения с примененной коррекцией и разворотом ФЧХ СВЧ-смесителя Remes Magnum MC64PG-11

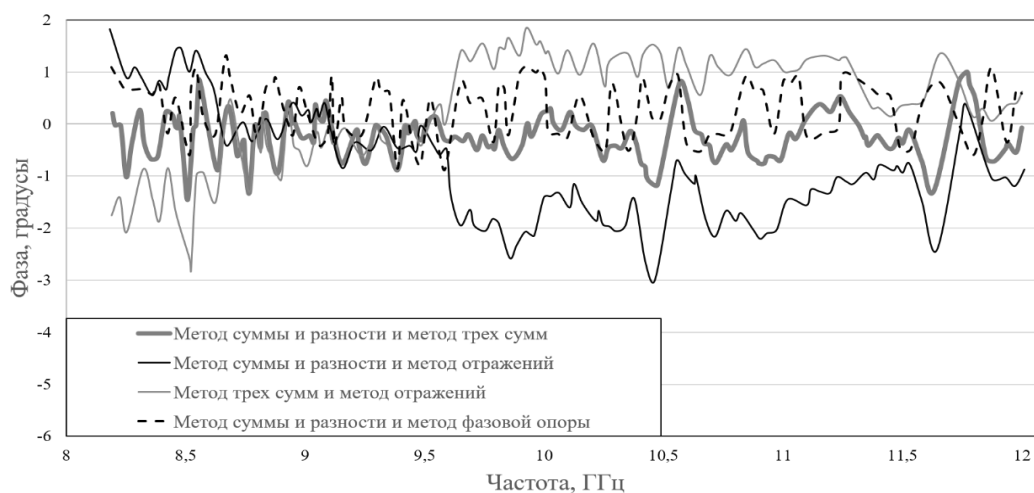


Рисунок 47 – Сравнение методов между собой

В результате проведённого анализа было установлено, что выбор способа суммы и разности для разработки устройства измерения ФЧХ смесителей является не только обоснованным, но и технически оправданным, с точки зрения современных возможностей. Ключевым фактором, обеспечивающим высокую актуальность и эффективность данной методики, стало использование в составе устройства современного высокоточного вольтметра на базе FPGA. Именно применение этой прогрессивной компонентной базы позволило коренным образом нивелировать традиционные недостатки метода и вывести его точность на качественно новый уровень. Использование FPGA-вольтметра кардинально улучшило ключевые параметры измерительного тракта. Высокая частота дискретизации, низкий собственный шум, стабильность и точность синхронизации, а также возможность программной цифровой обработки сигналов (фильтрация, усреднение) непосредственно в измерительном ядре позволили минимизировать погрешности, связанные с измерением разности фаз на промежуточной частоте. Это напрямую позволило достичь экспериментально подтверждённых выдающихся характеристик: погрешности измерения разности фаз не более $\pm 0,02^\circ$ и отношения амплитуд не более $\pm 0,1$ дБ.

Следовательно, разработанное устройство представляет собой удачный симбиоз проверенной временем, концептуально простой методики и передовых аппаратных решений. Оно сохраняет все базовые преимущества метода — аппаратную доступность (отсутствие необходимости в сверхдорогом когерентном ВАЦ), минимальное количество калибровочных компонентов (один опорный смеситель) и прозрачную метрологию — но при этом обеспечивает точность, сопоставимую с гораздо более сложными и дорогими системами. Это делает устройство исключительно эффективным решением для лабораторий, производств и сервисных центров, где требуется оптимальное сочетание надёжности, доступности и высокой точности измерений.

Таким образом, актуальность и эффективность метода суммы и разности в данном случае доказана не в теории, а на практике — через создание устройства с превосходными метрологическими характеристиками. Это доказывает, что

потенциал классических измерительных принципов далеко не исчерпан и может быть полностью раскрыт за счёт их реализации на современной цифровой элементной базе, предлагая отличную альтернативу сложным и ресурсоёмким методам на основе специализированного NVNA-оборудования.

Выводы к главе 4

1. Были выявлены недостатки схем с аналоговым и цифровым умножителем: низкая точность измерений в схеме с аналоговым умножителем и высокая погрешность измерений, вызванная сигналом стробирования АЦП, в цифровом умножителе.

2. Для использования в составе измерительного стенда, предназначенного для определения фазовой задержки, возникающей при гетеродинном преобразовании частоты, были разработаны структурная и функциональная схемы специализированного устройства. Данное устройство обеспечивает измерение разности фаз между двумя гармоническими сигналами с фиксированной частотой 278 кГц, что позволяет проводить высокоточные исследования фазовых характеристик преобразовательных трактов.

3. Для реализации функциональной схемы устройства, предназначенного для измерения разности фаз двух гармонических сигналов, была разработана программа для выполнения на FPGA (программируемой вентильной матрице) обработки логики цифровых процессов, связанных с синхронным измерением фазового сдвига. Дополнительно, была разработана программа, предназначенная для выполнения измерения сдвига фаз двух сигналов одинаковой частоты. В рамках проекта, с использованием как готовых, так и разработанных вручную IP-ядер, была собрана логическая схема, реализующая необходимую функциональность и предназначенная для программирования FPGA-части СБИС.

4. Проведены отладка и тестирование разработанного устройства при измерении двух гармонических сигналов частотой 278 кГц с эталонными значениями разности фаз и отношения амплитуд. Определены относительные

погрешности разработанного устройства, не превышающие $\pm 0,02$ и $\pm 0,1$ дБ при измерении разности фаз сигналов и отношения их амплитуд соответственно.

5. Реализация способа суммы и разности на базе FPGA-вольтметра позволила устранить его ключевые недостатки: зависимость от внешних векторных приборов и значительную амплитудно-фазовую погрешность, в результате чего была достигнута экспериментально подтверждённая высокая точность.

Выбор способа суммы и разности для разработанного устройства измерения ФЧХ обоснован его оптимальным сочетанием простоты реализации и высокой точности, достигнутой за счет применения FPGA-вольтметра, который устранил ключевые недостатки метода: необходимость внешнего векторного вольтметра и влияние амплитудно-фазовых погрешностей, сохранив при этом его преимущества: минимальную номенклатуру калибровочных компонентов, отсутствие жестких требований к взаимности смесителей и аппаратную доступность.

Заключение

1. Проведен теоретический анализ физических процессов, сопровождающих гетеродинное преобразование частоты. Исследованы способы определения модуля и фазы коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, состоящие в измерении способом «суммы и разности» двух СВЧ-смесителей, с последующим вычислением по результатам измерений истинных величин модуля и фазы их коэффициентов передачи отдельно для каждого из этих смесителей;

2. Проведено математическое моделирование процессов, возникающих при гетеродинном преобразовании частоты в СВЧ-смесителях и исследованы физические процессы, происходящие в режимах измерений суммы и разности комплексных коэффициентов передачи устройств с преобразованием частоты. Предложен новый способ определения амплитудно-фазовой погрешности СВЧ-смесителя в измерителе комплексных коэффициентов передачи;

3. Исследованы способы построения измерителя параметров СВЧ-смесителей и разработана структурная схема, отличающаяся переносом переключателей в диапазон ПЧ, компенсацией потерь преобразования смесителей и низкой величиной амплитудно-фазовой погрешности. Предложены новая модель ВАЦ и новый принцип построения векторного вольтметра для применения в составе измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, отличающаяся малой величиной амплитудно-фазовой погрешности;

4. Разработана методика аттестации амплитудно-фазовой погрешности измерительного устройства, предназначенного для определения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-устройств, включая оценку точности, воспроизводимости и стабильности измерений;

5. Были составлены структурная и функциональная схемы устройства, измеряющего разность фаз двух гармонических сигналов заданной частоты 278 кГц, для которого составлена программа для FPGA. Проведены отладка и тестирование разработанного устройства при измерении двух гармонических сигналов частотой 278 кГц с эталонными значениями разности фаз и отношения

амплитуд. На основании эксперимента определены относительные погрешности разработанного устройства, не превышающие $\pm 0,02$ и $\pm 0,1$ дБ при измерении разности фаз сигналов и отношения их амплитуд соответственно

6. Разработан метод калибровки двухканального супергетеродинного приёмника, предназначенного для измерения комплексных характеристик СВЧ-устройств с преобразованием частоты, с учётом компенсации внутренних фазовых и амплитудных искажений, возникающих в измерительных трактах и разработана методика метрологической аттестации измерительных портов ВАЦ.

Список литературы

1 Патент № 1075195 СССР, МПК G01R 27/28. Устройство для измерения амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик четырехполюсника : № 3513057 : заявл. 16.11.1982 : опубл. 23.02.1984 / Коротков К. С., Кулиш Г. М. ; заявитель предприятие ПЯ А-1490. – 5 с. : ил. – Текст : непосредственный.

2 Патент № 918890 СССР, МПК G01R 27/28. Устройство для измерения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик четырехполюсников : № 2985108 : заявл. 24.09.1980 : опубл. 07.04.1982 / Коротков К. С., Кулиш Г. М. ; заявитель предприятие ПЯ А-1490. – 4 с. : ил. – Текст : непосредственный.

3 Фролов, Д. Р. Определение параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств в режиме преобразования частоты : 01.04.03 «Радиофизика» : дис. ... канд. физ.-мат. наук / Фролов Даниил Русланович. – Ростов-на Дону, 2016. – 167 с. – Текст : непосредственный.

4 Авторское свидетельство № 1475347 СССР, МПК G01R 27/28 (1986.01). Способ определения сдвига фаз четырехполюсников с преобразователем частоты : заявл. 13.12.1986 ; зарегистр. 22.12.1986 / Коротков К. С., Малышков В. Е., Суровенный В. Г. – 4 с. : ил. – Текст : непосредственный.

5 Авторское свидетельство № 1596278 СССР, МКИ G01R 27/28. Способ определения коэффициентов передачи четырехполюсников с преобразованием частоты : № 4463765 : заявл. 20.07.1988 : зарег. 01.06.1990 : опубл. 30.09.1990, Бюл. № 36 / Коротков К. С. — 4 с. : ил. – Текст : непосредственный.

6 Agilent Application Note 1287-3 “Applying Error to Network Analyzer Measurements” : Journal of Physics: Conference Series. – DOI 10.1088/1742-6596/1921/1/012122. – URL: https://www.researchgate.net/publication/352045738_Methods_and_models_of_calibration_of_vector_network_analyzers (date of application: 03.11.2022). – Text : direct.

7 Коротков, К. С. Методы определения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты : специальность 05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», 05.12.07

«Антенны, СВЧ-устройства и их технологии» : дис. ... д-ра техн. наук / Коротков Константин Станиславович. – Краснодар, 2002. – 412 с. : ил. – Текст : непосредственный.

8 Анализатор цепей векторный P4M-18 : руководство по эксплуатации. – Текст : электронный // Микран. – URL: <https://www.micran.ru/search/?s=%D0%9F%D0%BE%D0%B8%D1%81%D0%BA&q=%D0%A0%D0%9C-18> (дата обращения: 23.09.2024).

9 Дансмор, Дж. П. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей / Дж. П. Дансмор ; пер. с англ. и науч. ред. Е. Ю. Харитонов [и др.]. – Москва : Техносфера, 2018. – 735 с. : ил., табл. – (Мир радиоэлектроники / Минпромторг России; XVII-32). – ISBN 978-5-94836-505-3. – Текст : непосредственный.

10 Дансмор, Джоэль П. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей / Дж. П. Дансмор ; перевод с англ. и науч. ред. Е. Ю. Харитонов [и др.]. – Москва : Техносфера, 2023. – 944 с. : ил., табл. – (Мир радиоэлектроники / Минпромторг России; XVII-32). – ISBN 978-5-94836-505-3. – Текст : непосредственный.

11 Хибель, М. Основы векторного анализа цепей / М. Хибель ; пер. с англ. проф. С. М. Смольского ; под ред. проф. Д. М. Сазонова и Уте Филипп. – 2-е изд., испр. и доп. – Москва : Издат. дом МЭИ, 2018. – 501 с. – ISBN 978-5-383-01305-2. – Текст : непосредственный.

12 Патент № 2029966 Российская Федерация, МПК G01R 27/28. Способ определения коэффициентов передачи преобразователей частоты : № 1950193/21 : заявл. 26.06.1991 : опубл. 27.02.1995 / Елизаров А. С. (Белоруссия). – 4 с. : ил. – Текст : непосредственный.

13 Патент № 2029966 Российская Федерация, МПК G01R 27/28 (2006.01). Способ определения коэффициентов передачи преобразователей частоты : № 4950193/21 : заявл. 26.06.1991 : опубл. 27.02.1995 / Елизаров А. С. ; патентообладатель Минский радиотехнический институт (ВУ). – 5 с. : ил. – Текст : непосредственный.

14 Сифоров, В. И. Радиоприемные устройства / В. И. Сифоров. – 5-е изд., перераб. – Москва : Воениздат, 1954. – 804 с. – Текст : непосредственный.

15 Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов / И. С. Гоноровский. – Москва : Радио и связь, 1986. – 511 с. : ил. – Текст : непосредственный.

16 Приходько, А. И. Теория сигналов электрической связи : учебное пособие для вузов : в 3 т. / А. И. Приходько. — Москва : Горячая линия — Телеком, 2021. — Т. 1 : Детерминированные сигналы. — 363 с. — ISBN 978-5-9912-0889-5. — Текст : непосредственный.

17 Абубакиров, Б. А. Измерение параметров радиотехнических цепей / Б. А. Абубакиров, К. Г. Гудков, Э. В. Нечаев ; под ред. В. Г. Андрущенко, Б. П. Фатеева. – Москва : Радио и связь, 1984. – 247 с. : ил. – Текст : непосредственный.

18 Стриха, В. И. Полупроводниковые приборы с барьером Шоттки : Физика, технология, применение / В. И. Стриха, Е. В. Бузанева, И. А. Радзиевский ; под ред. проф. В. И. Стрихи. – Москва : Советское радио, 1974. – 248 с. : черт. – Текст : непосредственный.

19 Коротков, К.С. Об измерении параметров комплексных коэффициентов передачи устройств, содержащих преобразования частоты / К. С. Коротков, В. В. Сердюков, А. В. Большов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. — 2023. — № 5. — С. 199-201. — ISSN 2619-1628. — Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. — URL: <https://e.lanbook.com/journal/issue/355292> (дата обращения: 24.12.2024). — Режим доступа: для авториз. пользователей.

20 Сердюков В. В. Методы определения абсолютного сдвига фаз в СВЧ-смесителях // Российский форум "Микроэлектроника-2024" : 10 научная конференция «ЭКБ и микроэлектронные модули», секция ШМУ СВЧ и силовые приборы микроэлектроники. Москва, 2024. С. 644-658.

21 Методы и аппаратура измерений на СВЧ / отв. ред. Ф. Н. Петросян, В. А. Гольба. – Москва : [б. и.], 1973. – 136 с. – (Труды. Серия «Радиотехнические измерения» / ВНИИФТРИ). – Вып. 13 (43)). – Текст : непосредственный.

22 Полупроводниковые диоды: Параметры. Методы измерений / под ред. Н. Н. Горюнова, Ю. Р. Носова. – Москва : Советское радио, 1968. – 304 с. : черт. – (Радиоэлектронные схемы на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет). – Текст : непосредственный.

23 Епифанов, Г. И. Физические основы конструирования и технологии РЭА и ЭВА : учеб. пособие для вузов по спец. «Конструирование и производство радиоаппаратуры / Г. И. Епифанов. – Москва : Сов. радио, 1979. – 350 с. – Текст : непосредственный.

24 Коротков, К. С. Методы определения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты : специальность 05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», 05.12.07 «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии» : дис. ... д-ра техн. наук / Коротков Константин Станиславович. – Краснодар, 2002. – 412 с.]

25 Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022660602 Российская Федерация. Программа для определения комплексного коэффициента передачи и отражения СВЧ-смесителей методом суммы и разности : № 2022619520 : заявл. 26.05.2022 : опубл. 07.06.2022 / В. В. Сердюков, К. С. Коротков, А. В. Большов [и др.] ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Кубанский государственный университет». – EDN MTUFRR.

26 Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021616073 Российская Федерация. Независимая метрологическая аттестация измерительных портов векторных анализаторов цепей : № 2021614976 : заявл. 07.04.2021 : опубл. 15.04.2021 / В. В. Сердюков, К. С. Коротков, А. С. Левченко [и др.] ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Кубанский государственный университет». – EDN DCKFEN.

27 Патент № 1651242 СССР, МПК G01R 27/28 (2006.01). Устройство для измерения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик четырехполюсников с преобразованием частоты : № 4650094 : заявл. 13.02.1989 : опубл. 23.05.1991 / Коротков К. С.

28 Силаев, М. А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ-устройств / М. А. Силаев, С. Ф. Брянцев. – Москва : Сов. радио, 1970. – 248 с. : черт. – Текст : непосредственный.

29 Коротков, К. С. Измерение параметров комплексных коэффициентов передачи устройств, содержащих преобразования частоты / К. С. Коротков, В. В. Сердюков, А. В. Большов. – Текст : непосредственный // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2024. – Т. 7, № 1. – С. 56–66.

30 Патент № 2499272 Российская Федерация, МПК G01R 27/28. Способ определения амплитудно-фазовой погрешности смесителя СВЧ в измерителе комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ : № 2012129535/28 : заявл. 12.07.2012 : опубл. 20.11.2013, Бюл. № 32 / Коротков К. С., Фролов Д. Р., Перечнев Д. Н. ; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «КубГУ». – 9 с. : ил. – Текст : непосредственный.

31 Патент № 2524049 Российская Федерация, МПК G01R 27/26 (2006.01). Устройство для измерения абсолютных комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты : № 2013106594 : заявл. 14.02.2013 : опубл. 27.07.2014 / Коротков К. С., Левченко А. С., Мильченко Д. Н., Фролов Д. Р. ; заявитель ФГБОУ ВПО «КубГУ»]

32 Особенности измерения S-параметров с помощью рефлектометров в диапазоне СВЧ / К. С. Коротков, А. С. Левченко, Д. Н. Мильченко, М. А. Гатченко // Экологический вестник научных центров Черноморского экономического сотрудничества. – 2010. – Т. 7, № 3. – С. 20-24

33 Патент № 1651242 СССР, МПК G01R 27/28 (2006.01). Устройство для измерения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик

четырёхполюсников с преобразованием частоты : № 4650094 : заявл. 13.02.1989 : опубл. 23.05.1991 / Коротков К. С. – 4 с. – Текст : непосредственный.

34 Патент № 2310874 Российская Федерация, МПК G01R 27/28 (2006.01). Устройство для наблюдения и измерения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик четырёхполюсников с преобразователем частоты : № 2006072180 : заявл. 10.07.2006 : опубл. 20.11.2007 / Коротков К. С. – 4 с. : ил. – Текст : непосредственный.

35 Патент № 2649861 Российская Федерация, МПК G01R 27/28 (2006.01). Устройство для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты : № 2016149022 : заявл. 13.12.2016 : опубл. 10.04.2018 / Коротков К. С., Фролов Д. Р., Бабенко А. А., Левченко А. С. ; патентообладатель ФГБОУ ВО «КубГУ». – 4 с. : ил. – Текст : непосредственный.

36 Патент № 2524049 Российская Федерация, МПК G01R 27/26 (2006.01). Устройство для измерения абсолютных комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты : № 2013106594 : заявл. 14.02.2013 : опубл. 27.07.2014 / Коротков К. С., Левченко А. С., Мильченко Д. Н., Фролов Д. Р. ; заявитель ФГБОУ ВПО «КубГУ». – 8 с. : ил. – Текст : непосредственный.

37 Патент № 2682079 Российская Федерация, МПК G01R 27/28 (2006.01). Устройство для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты : № 2017139151 : заявл. 10.11.2017 : опубл. 14.03.2019 / Коротков К. С., Бабенко А. А., Фролов Д. Р., Левченко А. С. ; заявитель ФГБОУ ВО «КубГУ». – 8 с. : ил. – Текст : непосредственный.

38 Патент № 2805381C1 Российская Федерация, МПК G01R 27/28 (2023). Устройство для измерения электрических параметров : № 2023101234 : заявл. 04.07.2023 : опубл. 16.10.2023 / Коротков К. С., Левченко А. С., Строганова Е. В., Сердюков В. В., Большов А. В. – 4 с. : ил. – Текст : непосредственный.

39 Патент № 2499272 Российская Федерация, МПК G01R 27/28. Способ определения амплитудно-фазовой погрешности смесителя СВЧ в измерителе комплексных коэффициентов передачи и отражения четырёхполюсников СВЧ : №

2012129535/28 : заявл. 12.07.2012 : опубл. 20.11.2013, Бюл. № 32 / Коротков К. С., Фролов Д. Р., Перечнев Д. Н. ; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «КубГУ»

40 Патент № 2673781 Российская Федерация, МПК G01R 27/26 (2006.01). Способ калибровки двухканального супергетеродинного приемника в измерителе комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты : № 2017143714 : заявл. 13.12.2017 : опубл. 29.11.2018 / Коротков К. С., Бабенко А. А., Фролов Д. Р., Левченко А. С. ; заявитель ФГБОУ ВО «КубГУ». – 6 с. : ил. – Текст : непосредственный.

41 Марков Ю. В., Боков А. С. Проектирование устройств приема и обработки сигналов: учебно-методическое пособие. – 2015.

42 Сердюков В.В., Коротков К.С. , Голан А.В. , Маньшина А.Т., Калюжная С.Е. Методы определения абсолютного сдвига фаз в СВЧ-смесителях в оптоэлектронных и СВЧ интерфейсных модулях систем связи с многоуровневыми форматами модуляции // Известия ЮФУ. Технические науки. - 2024. - №4. - С. 157-167

43 Данилин А. А. Измерения на свч. – 2020.

44 Коротков К. С. и др. Устройство для измерения и способ определения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей. – 2019.

45 Eul, H.-J. A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration / H.-J. Eul, B. Schiek. – Text : direct // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – 1991. – Т. 39, № 4. – С. 724–731.

46 Douglas, K. Rytting, “Network Analyzer Error Models and Calibration Methods” / K. Douglas. – Text : direct // 62nd ARFTG Conference Short Course Notes (2–5 December 2003). – Boulder : CO, 2023.

47 Фельдштейн, А. Л. Справочник по элементам волноводной техники / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич, В. П. Смирнов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Сов. радио, 1967. – 651 с. : черт. – Текст : непосредственный.

48 Ремизов С. Л., Рясный Ю. В. Метод измерения S-параметров невзаимных телекоммуникационных устройств СВЧ-диапазона // Вестник СибГУТИ. – 2021. – №. 1 (53). – С. 87-93.

49 Никулин С. М., Хилов В. П., Налькин М. Е. Способ измерения параметров свч четырехполюсников и устройство для его осуществления. – 2004.

50 Коротков, К. С. Особенности измерения S-параметров с помощью рефлектометров в диапазоне СВЧ / К. С. Коротков, А. С. Левченко, Д. Н. Мильченко, М. А. Гатченко. – Текст : непосредственный // Экологический вестник научных центров Черноморского экономического сотрудничества. – 2010. – № 3. – С. 20–24.

51 Губа, В. Г. Применение метода определения параметров устройств с малыми потерями для тестирования смесителей частот / В. Г. Губа, А. А. Савин. – Текст : непосредственный // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2-1 (24). – С. 145–148. – EDN ОРМВJD.

52 Кляйн В. и др. Обзор процедур по устранению побочных эффектов при измерении радиочастотных кабелей связи // Кабели и провода. – 2021. – №. 2. – С. 26-33.

53 Губа, В. Г. Калибровка и применение векторного анализатора цепей для определения параметров частотно-преобразующих устройств / В. Г. Губа, А. А. Савин, В. Н. Ульянов. – Текст : непосредственный // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2-1 (24). – С. 156–161. – EDN ОРМВJX.

54 Мильченко, Д. Н. Разработка методов построения измерителей коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ : 05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», 05.12.07 «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии» : дис. ... канд. техн. наук / Мильченко Дмитрий Николаевич. – Краснодар, 2012. – 192 с. : ил. – Текст : непосредственный.

55 Патент № 2774501 Российская Федерация, МПК G01R 27/28 (2022.01), G01R 35/00 (2022.01). Устройство для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ : № 2021120320 : заявл. 21.12.2021

: опубл. 21.06.2022 / Коротков К. С., Левченко А. С., Ульянов В. Н., Строганова Е. В., Сердюков В. В. – 4 с. : ил. – Текст : непосредственный.

56 Патент № 2377583 Российская Федерация, МПК G01R 27/28 (2009.01). Устройство для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ : № 2008136492 : заявл. 10.09.2008 : опубл. 27.12.2009 / Астафьев Ю. Г., Коротков К. С., Мильченко Д. Н., Шевченко И. Н. ; заявитель ОАО «Научно-производственная компания “Ритм”». – 4 с. : ил. – Текст : непосредственный.

57 Bakshi, U. A. Electrical measurements and instrumentation / U. A. Bakshi, L. A. V. Bakshi. Technical Publications. – Amazon Digital Services LLC - KDP Print US, 2020. p. 1–24. [ISBN 9788184313918](https://www.amazon.com/dp/B08L3L3L3L).

58 Talens J. B., Pelegri-Sebastia J., Canet M. J. Low complexity system on chip design to acquire signals from MOS gas sensor applications //Sensors. – 2021. – Т. 21. – №. 19. – С. 6552.

59 UTG900E Signal Generator Datasheet // Техническое описание прибора. — Пекин: Uni Trend Group, 2024. — 5 с. — Текст : электронный.

60 Implementation and performance evaluation of a broadband digital harmonic vector voltmeter / D. Mirri, G. Pasini, L. Peretto [и др.] // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1998. – Т. 47. – № 1. – С. 229-234.

61 Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024660242 Российская Федерация. Программа для расчёта сдвига фаз двух сигналов с использованием потоковых данных: № 2024618711 : заявл. 22.04.2024 : опубл. 03.05.2024 / В.В. Сердюков, К. С. Коротков, Нагоненко К. А. [и др.] ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Кубанский государственный университет». – EDN DCKFEN.

62 Сердюков В.В. , Коротков К.С. К вопросу определения фазовых сдвигов в смесителе // Известия ЮФУ. Технические науки. - 2024. - №4. - С. 196-203.

63 Application Note No. 1141 0-0053 1, Rev. Practical Tips on Making “Vector Voltmeter (VVM)” Phase Measurements using VNA Master (Option 15). A Printed in United States 2 009- 11. 2009 Anritsu Company.

64 Наний О.Е., Трещиков В.Н. Анализ форматов модуляции для систем DWDM со скоростью 40 Гбит/с // Вестник связи. – 2012. – № 1.

65 Филиппов А.В., Мальцева Н.С. Особенности развития систем DWDM // Технические средства систем управления и связи: Матер. V Международной конференции «Информационные техно-логии и технические средства управления». – Астрахань: Астраханский государственный технический университет, 2021. – С. 57-60.

66 Величко М.А., Наний О.Е., Сусьян А.А. Новые форматы модуляции в оптических системах связи // LIGHTWAVE Russian Edition. – 2005. – № 4.

67 Листвин В.Н., Трещиков В.Н. DWDM системы. – М.: Техносфера, 2015. – 296 с.

68 Голиков А.М. Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика. – СПб.: Лань, 2018. – 419 с.

69 Лучковский Д.П., Сухарев Е.Н., Куклина А.И. Квадратурная амплитудная модуляция // Молодежь. Общество. Современная наука, техника и инновации. – 2016. – № 15. – С. 50-51.

70 Li M., Hong W., Zhang X., Li S., Song W., Han C., Zhu M., Li W., Huang D. Transparent wavelength conversion for a novel orthogonal FSK/IM modulation format at 40-Gb/s based on FWM effect of SOA // Proceedings of SPIE. – 2008. – No. 12.

71 Гуркин Н.В., Наний О.Е., Трещиков В.Н. Оптические когерентные DWDM системы связи с канальной скоростью 100 Гбит/с // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2013. – № 4.

72 Леонов А.В., Наний О.Е., Трещиков В.Н. Совершенствование форматов модуляции в оптических системах связи DWDM // Первая миля. – 2019. – № 1. – С. 30-37.

73 Проскурин А.А., Близнюк В.И., Ивкин В.Б. Реализационные аспекты разработки отечественного транспондера когерентных волоконно-оптических систем передачи со скоростью 100 Гбит/с // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2020. – № 2. – С. 64-69.

74 Гуркин Н.В., Трещиков В.Н., Новиков А.Г., Наний О.Е. Российское DWDM оборудование с канальной скоростью 100 Гбит/с // Т-COMM: Телекоммуникации и транспорт. – 2012. – Т. 6, № 4. – С. 65-67.

75 Juliano S., Martins F., Prata A., Lopes S. High Performance Microwave Point-to-Point Link for 5G Backhaul with Flexible Spectrum Aggregation // 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 17–22 May 2015. – Phoenix, USA, 2015.

76 Root D.E. A New Paradigm for Measurement, Modeling, and Simulation of Nonlinear Microwave and RF Components // Berkeley Wireless Research Center. Presentation. Agilent Technologies. – Apr. 17, 2009. – URL: http://www.learningace.com/doc/3086134/0867637b6f4bb9900348a7da473cf467/bwrc_root_april09.

77 Root D.E., Horn J., Betts L., Gillese C., Verspecht J. X-parameters: The new paradigm for measurement, modeling, and design of nonlinear RF and microwave components // Microwave Engineering Europe. – December 2008. – P. 16-21.

78 Vye D. Fundamentally Changing Nonlinear Microwave Design // Microwave Journal. – 2010. – Vol. 53, No. 3. – P. 22-38.

79 Николаев Е. X-параметры эффективный инструмент для анализа электрических цепей // Электроника. Наука. Технология. Бизнес. – 2012. – № 1 (00115). – С. 7679.

80 Саяпин В.Ю. Описание нелинейных цепей на основе X-параметров и методика их измерения // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26). – Ч. 1. – С. 83-86.

81 Scott J., Hoy M. Group-Delay Measurement of Frequency-Converting Devices using a Comb Generator // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2010. – Vol. 59, Issue 11. – P. 3012-3017.

82 Павлов Л.А., Первова Н.В. Структуры и алгоритмы обработки данных: учебник. – 2-е изд., испр. и доп. – С.Пб.: Лань, 2020. – 256 с.

83 Баженов В.Г., Богдан Г.А., Кравченко М.В. Цифровая система измерения фазовых сдвигов радиоимпульсных сигналов // Международный научно-исследовательский журнал. – 2016. – № 4. – С. 36-38.

84 Naik R., Nadaf R. Sine-Cosine Computation Using CORDIC Algorithm // International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering. – 2015. – Vol. 4, Issue 9.

85 Jack Volder. The CORDIC computing technique // In Papers presented at the the March 3-5, 1959, western joint computer conference (IRE-AIEE-ACM '59 (Western)). Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, 1959. – P. 257-261. – <https://doi.org/10.1145/1457838.1457886>.

86 Garrido M., Källström P., Kumm M. and Gustafsson O. CORDIC II: A New Improved CORDIC Algorithm // in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – Feb. 2016. – Vol. 63, No. 2. – P. 186-190. – DOI: 10.1109/TCSII.2015.2483422.

87 Ifeachor E.C., Jervis B.W. Digital Signal Processing: A Practical Approach. – 2nd ed. – Prentice Hall, – 2001. – 933 p. – ISBN 9785845907103.

88 Matthew P.D. CIC Filter Introduction. – URL: <https://www.dspguru.com/files/cic.pdf> (дата обращения: 20.05.2024).

89 Cyclone V Device Overview // Intel: official site. – 2018. – URL: https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/hb/cyclone-v/cv_51001.pdf (дата обращения: 12.04.2024).

90 ADC-SoC User Manual // Intel: official site. – 2016. – URL: https://www.intel.com/content/dam/altera-www/global/en_US/portal/dsn/42/docus-dsnbk-42-2108361005542-adc-soc-user-manual-dsn.pdf (дата обращения: 06.05.2024).

91 Jaymin P., Yash S., Lili H. Design between AXI Lite and AHB Bus Protocol // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1993.

92 Patent US 6,690,722 B1 United States of America, Int. Cl. H 04 B 17/00, G 01 R 35/00. Method For Characterizing Frequency Translation Devices / Joel P. Dunsmore (USA), Michael E. Knox (USA); assignee Agilent Technologies Inc. – 09/591,441; filed Jun. 9, 2000; pub. Date Feb. 10, 2004.

93 Patent US 7,415,373 B2 United States of America, Int. Cl. G 01 R 23/00, G 06 F 19/00. Method of Measuring Frequency Translation Device / Haruhiko Yanamaka (JP), Yasuaki Komatsu (JP); assignee Agilent Technologies Inc. – 11/159,681; filed Jun. 23, 2005; pub. Date Aug. 19, 2008.

94 Patent US 7,423,470 B2 United States of America, Int. Cl. G 06 F 1/04. Pulse Generator / Daniel B. Gunyan (USA), Jonathan B. Scott (USA); assignee Agilent Technologies Inc. – 11/444,991; filed May. 31, 2006; pub. Date Sep. 9, 2008.

95 Patent US 7,720,137 B2 United States of America, Int. Cl. H 04 B 17/00. Characterization of a Frequency Response For a Frequency Translation Device / Yi He (USA), Marcus K. Da Silva (USA); assignee Tektronix Inc. – 11/583,188; filed Oct. 18, 2006; pub. Date May 18, 2010.

96 PNA and ENA Network Analyzers Frequency Converter and Mixer Test / Selection Guide 5988–8149EN // Keysight Technologies. – 2014.

97 Product Note 8753–2. RF Component Measurements – Mixer Measurements Using the 8753B Network Analyzer // Agilent Technologies, Inc. – 1998, 2000.

98 Rolain, Y. et. Al. Why are Nonlinear Microwave Systems Measurements so Involved? / Yves Rolain, Wendy Van Moer, Gerd Vandersteen, Johan Schoukens/ Yves Rolain et. Al. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2004. – vol. 53. – No. 3.

99 Root, D. E. A New Paradigm for Measurement, Modeling, and Simulation of Nonlinear Microwave and RF Components / David E. Root // Berkeley Wireless Research Center. Presentation. Agilent Technologies. – Apr. 17, 2009. – URL: http://www.learningace.com/doc/3086134/0867637b6f4bb9900348a7da473cf467/bwrc_root_april09.

100 Root, D. E. et al. X-parameters: The new paradigm for measurement, modeling, and design of nonlinear RF and microwave components / D. E. Root, J. Horn, L.150 Betts, C. Gillease, J. Verspecht // Microwave Engineering Europe. – December 2008. – pp 16–21.

101 Saewert, G. et. Al. Status of PXIE 200 Ohm MEBT Kicker Development / G. Saewert, M. Awida, B. Chase, H. Pfeffer, D. Wolff, D. Frolov // Proceedings of North American Particle Accelerator Conference (NAPAC'13) 29 sep. – 4 oct. 2013, Pasadena, California, United States. – 2013. – URL: <http://jacow.web.psi.ch/conf/pac13/prepress/THPBA17.PDF>.

102 Scott, J., Hoy, M. Group-Delay Measurement of Frequency-Converting Devices using a Comb Generator / Jonathan Scott, Michael Hoy // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2010. – Vol. 59. – Iss. 11. – pp:3012—3017.

103 Simple Scalar Network Analysis of Frequency Converter Devices using the U2000 USB Power Sensor Series with the ENA Network Analyzer / Application Note 5989–8689EN // Keysight Technologies. – 2014.

104 U9391C/F/G Comb Generators / Technical Overview 5989–7619EN // Keysight Technologies. – 2014.

105 Van Moer, W., Rolain, Y. Determining the Reciprocity of Mixers Through Three-Port Signal Network Analyzer Measurements/ Wendy Van Moer, Yves Rolain // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2007. – vol. 56. – No. 5.

106 Verspecht, J. Calibration of a Measurement System for High Frequency Nonlinear Devices / Jan Verspecht // Dissertation. Vrije Universiteit Brussel. – 1995.

107 Verspecht, J., Root, D. E. Polyharmonic Distortion Modeling / Jan Verspecht, David E. Root // IEEE Microwave Magazine. – Vol. 7. – Iss. 3. – June 2006. – pp. 44–57.

108 Vye, D. Fundamentally Changing Nonlinear Microwave Design / David Vye // Microwave Journal. – 2010. – vol. 53. No. 3. – pp. 22–38.

109 Vyzulin, S. A., Korotkov, K. S. To the New Phase Shifts in Mixer Measurement Method / S.A. Vyzulin, K.S. Korotkov // NATO Advanced Research Workshop Microwave Physics and Technique. 30 sept —5 oct, Sozopol Bulgaria. – 1996.

110 Yanagimoto, Y., Betts, L. Overview of PNA-X, NVNA, X-parameters / Yoshiyuki Yanagimoto, Loren Betts // NXP Caen. Presentation. Agilent Technologies. – Feb. 2012. – URL: http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/3_NVNA.pdf?cmpid=1-3660333773.

111 Пат. 2543554 Российская Федерация, МПК Н 03 Н 11/04, Н 03 J 3/26, Способ фильтрации радиосигналов [Текст] / Фролов Д. Р.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Кубанский государственный университет». – No 2013150435/08; заявл. 12.11.2013; опубл. 10.03.2013, Бюл. No 7. – 6 с. : ил.

112 Коротков К. С., Фролов Д. Р., Левченко А. С. Анализ методов измерения истинного сдвига фаз смесителей сверхвысокой частоты / К. С. Коротков, Д. Р. Фролов // Радиотехника и электроника. – 2015. – т. 60 - No 8. – С. 873-880.

113 Фролов Д. Р. и др. Особенности определения матриц рассеяния нелинейных СВЧ-устройств с помощью X-параметров / Д. Р. Фролов, А. С. Левченко, К. С. Коротков, А. А. Бабенко // Экологический вестник научных центров ЧЭС. – 2015. – No 2 – С. 82-88.

114 Patent Application US 2012/0295548 A1 United States of America, Int. Cl. H 04 B 17/00. System For Characterizing Mixer or Converter Response / Joel P. Dunsmore (USA); assignee Agilent Technologies Inc. – 13/110,129; filed May 18, 2011; pub. Date Nov 22, 2012.

115 Patent US 5,937,006 United States of America, Int. Cl. H 04 B 3/46, H 04 B 17/00, H 04 Q 1/20. Frequency Translating Device Transmission Response Method / Christopher Joseph Clark (USA), Andrew Alfred Moulthrop (USA), Michael Steven Muha (USA), Chistopher Patrick Silva (USA); assignee The Aerospace Corporation. – 08/865,276; filed May. 28, 1997; pub. Date Aug. 10, 1999.

116 Patent US 6,064,694 United States of America, Int. Cl. H 04 B 3/46, H 04 B 17/00, H 04 Q 1/20. Frequency Translating Device Transmission Response System / Christopher Joseph Clark (USA), Andrew Alfred Moulthrop (USA), Michael Steven Muha (USA), Chistopher Patrick Silva (USA); assignee The Aerospace Corporation. – 08/940,578; filed Sep. 30, 1997; pub. Date Mar. 16, 2000.

117 СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2023). Вып. 5 : сб. науч. тр. 33-й Междунар. науч.-техн. конф., Севастополь, 10—16 сентября 2023 г. / Севастоп. гос. ун-т ; под ред. И. Л. Афолина, П. П. Ермолова. — Севастополь : СевГУ, 2023. — 304 с.

118 Патент № 2848694 C1 Российская Федерация, МПК G01C 3/08, G01S 19/40, H04N 23/55. Способ наведения на движущийся предмет : заявл. 14.05.2025 : опубл. 21.10.2025 / К. С. Коротков, Е. В. Строганова, В. В. Сердюков [и др.] ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Кубанский государственный университет". – EDN МОРОРА.

119 Патент № 2850037 С1 Российская Федерация, МПК G01C 3/08, G12B 5/00, G01S 19/40. Комплекс для наблюдения за движущимися предметами : заявл. 14.05.2025 : опубл. 01.11.2025 / К. С. Коротков, Е. В. Строганова, В. В. Сердюков [и др.] ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Кубанский государственный университет". – EDN FPROLB.