

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
КУБАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи



Фролов Даниил Русланович

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ
НЕЛИНЕЙНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ
В РЕЖИМЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ

Специальность 01.04.03 – Радиофизика

Диссертация на соискание ученой степени кандидата
физико-математических наук

Научный руководитель:
д-р техн. наук Коротков К. С.

Краснодар – 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	4
1 Физико-математический анализ процессов в измерительных схемах с двумя нелинейными СВЧ-устройствами с преобразованием частоты.....	16
1.1 Общие определения.....	16
1.2 Метод суммы и разности.....	23
1.2.1 Анализ процессов в схеме измерения разности параметров двух нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты.....	30
1.2.2 Анализ процессов в схеме измерения суммы параметров двух нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты.....	45
Выводы к первому разделу.....	62
2 Исследование и поиск источников погрешностей возникающих при определении параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием.....	63
2.1 Метод трех сумм.....	63
2.2 Метод отражения.....	72
2.3 Метод X-параметров.....	78
2.4 Анализ дополнительных источников погрешностей возникающих при определении комплексных параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты.....	96
2.4.1 Амплитудно-зависимые погрешности, вызываемые сигналами гетеродина.....	96
2.4.2 Амплитудно-фазовые погрешности, возникающие при измерении разности параметров двух смесителей.....	102
2.4.3 Амплитудно-фазовые погрешности, возникающие при измерении суммы параметров двух смесителей.....	104
Выводы ко второму разделу.....	107
3 Описание нового метода определения параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты и его приложения... ..	109

3.1 Метод определения функции амплитудно-фазовой погрешности устройств СВЧ с преобразованием частоты.....	109
3.2 Новый метод определения комплексных параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты.....	116
3.3 Применение полученных результатов для увеличения точности векторных анализаторов цепей.....	127
Выводы к третьему разделу.....	139
Заключение.....	140
Список литературы.....	142
Приложение 1. Фотографии разработанных устройств и результаты измерений.....	152
Приложение 2.....	167

ВВЕДЕНИЕ

АКТУАЛЬНОСТЬ ТЕМЫ. Сигналы и устройства сверхвысоких частот (СВЧ) находят самое широкое применение в телекоммуникационных системах. Вместе с тем большинство современных систем связи использует цифровые методы обработки информации, которые работают с относительно низкочастотными сигналами. Это связано с тем, что предельная частота работы даже самых современных цифровых интегральных схем пока все еще ограничена единицами гигагерц. По последним сообщениям [59], верхняя граница рабочей частоты наиболее совершенных аналого-цифровых преобразователей составляет 5 ГГц. По этой причине практически все современные радиотехнические системы используют принцип преобразования частоты, благодаря которому сигналы с высокой частотой преобразуются в сигналы с низкой частотой, либо наоборот. Важным свойством преобразования частоты является перенос не только частоты, но и любых видов модуляции сигналов. Именно благодаря этому свойству происходит перенос информации из одного диапазона частот в другой.

В настоящее время для передачи информации различного класса и назначения с помощью радиосигналов СВЧ, наибольшее распространение получили методы их фазовой модуляции, как наиболее помехозащищенные [36]. Особую роль фазомодулированные радиосигналы СВЧ играют в космической отрасли благодаря их способности проникать сквозь ионосферу Земли. Поэтому такие сигналы широко применяются при создании фазированных антенных решеток радиолокационных станций, в системах навигации, управления и наведения летательных аппаратов различного класса и назначения, в радиолокационных системах, использующих эффект Доплера.

Все эти области применения фазовой модуляции используют принципы супергетеродинной обработки информации, основными элементами которых являются устройства, выполняющие преобразование частоты – СВЧ-смесители. Преобразование частоты в подавляющем большинстве случаев происходит в нелинейных элементах – диодах или транзисторах СВЧ, которые содержат в своем составе реактивности в виде барьерных емкостей р-п переходов и индуктивностей объема полупроводника, по которому протекает ток, а следовательно, эти реактивные элементы осуществляют временную задержку преобразуемых по частоте входных СВЧ-сигналов, что эквивалентно сдвигу фаз, вносимому в сигнал в процессе

преобразования его частоты. Поэтому, особенно в случае фазовой модуляции, вносимый СВЧ-смесителем во входной СВЧ-сигнал сдвиг фаз, создает искажения передаваемой информации, поскольку этот сдвиг фаз нелинейно зависит от частоты и амплитуды входного СВЧ-сигнала. Следовательно, необходимы методы, позволяющие измерять такие фазовые сдвиги для их последующей компенсации.

Известно [32,42,62], что для описания электрических характеристик СВЧ-четырехполюсников была разработана система Т-параметров в виде матрицы передачи и система S-параметров в виде матрицы рассеяния, которые получили чрезвычайно широкое распространение. Особенностью системы S-параметров является наличие в её составе элементов, характеризующих коэффициенты рассогласования входа и выхода описываемого ею четырехполюсника, что особенно важно в диапазоне СВЧ. И система Т-параметров, и система S-параметров разработаны для описания линейных СВЧ-устройств и сами являются линейными системами, требующими для своего определения режимов холостого хода (ХХ), короткого замыкания (КЗ) и согласованной нагрузки (СН), которые реализуются с помощью эталонных мер. При этом элементы матриц передачи и рассеяния есть величины комплексные, требующие для своего полного описания знания модуля и фазы (аргумента) каждого из своих элементов, определение которых для СВЧ-четырехполюсников не составляет труда традиционными способами.

Полнота описания характеристик СВЧ-устройств с помощью системы S-параметров и соответствие её элементов реальным физическим процессам в таких устройствах заставили, с некоторыми допущениями, применять эту систему параметров и для описания электрических процессов и характеристик нелинейных СВЧ-устройств, которыми являются СВЧ-смесители в режиме гетеродинного преобразования частоты. Применение системы S-параметров вполне оправдано для описания электрических характеристик СВЧ-смесителей, которые в режиме гетеродинного преобразования частоты, при заданной мощности гетеродина, в фиксированной рабочей точке на вольтамперной характеристике полупроводникового нелинейного элемента, можно считать линейными устройствами. Поэтому система S-параметров в виде матрицы рассеяния может с успехом применяться и для описания характеристик нелинейных СВЧ-устройств. Однако при этом возникает следующая проблема. Для получения полной системы S-параметров, характеризующих нелинейное СВЧ-устройство в режиме преобразования частоты

необходимо, кроме величины модулей элементов его матрицы рассеяния, знать и величину их фазовых сдвигов. В случае СВЧ-смесителя измерить или определить его фазовый сдвиг традиционными методами невозможно, поскольку на его входе СВЧ и выходе промежуточной частоты присутствуют сигналы разных частот и их сравнение по фазе теряет смысл. В то же время, как уже упоминалось выше, нелинейный элемент СВЧ-смесителя вносит дополнительный фазовый сдвиг в сигнал промежуточной частоты в процессе гетеродинного преобразования частоты входного СВЧ-сигнала. Следовательно, задача состоит в том, что необходимо измерить время задержки и эквивалентный ему сдвиг фаз, вносимый СВЧ-смесителем в этот сигнал промежуточной частоты.

Таким образом существует принципиальная проблема, связанная с определением комплексных коэффициентов передачи и отражения нелинейных СВЧ-устройств в режиме преобразования частоты и особенно их фазовых сдвигов. В последние годы за рубежом эта проблема получила название «нелинейный векторный анализ цепей» (non-linear vector network analysis (NVNA) и, по утверждению главного конструктора измерительной техники СВЧ всемирно известной фирмы Agilent Technologies [47], разработка и исследование методов таких радиоизмерений являются одними из главных задач современной прикладной радиофизики.

СТЕПЕНЬ РАЗРАБОТАННОСТИ. Ранее, в 70-х годах прошлого века определение параметров матрицы рассеяния СВЧ-смесителей, в режиме гетеродинного преобразования частоты, производилось путем сравнения испытуемого СВЧ-смесителя с опорным (эталонным) СВЧ-смесителем, комплексные параметры которого были неизвестны. Такие измерения носили относительный характер.

Потребности электронной промышленности и особенно военно-промышленного комплекса привели к тому, что 1986-90 годах в СССР был найден способ определения истинного сдвига фаз, вносимого СВЧ-смесителем в процессе гетеродинного преобразования частоты его входного СВЧ-сигнала, в сигнал промежуточной частоты [2]. Он был основан на измерении с помощью измерительного фазового моста суммы и разности сдвигов фаз двух СВЧ-смесителей, один из которых испытуемый, а другой опорный, с последующим вычислением и определением по результатам измерений истинного сдвига фаз каждого из двух СВЧ-смесителей (метод суммы и разности). Одновременно этот же способ был применён для аналогичного определения коэффициентов передачи СВЧ-смесителей [3]. Таким образом, впервые в мире была

создана технология определения параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств в режимах преобразования частоты. Однако строгая теория этого вопроса отсутствовала.

В России первой серьезной работой, в которой исследована проблема определения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-смесителей, следует признать [15]. Погрешности измерения комплексных параметров испытуемого СВЧ-смесителя методом суммы и разности возникают за счет паразитных связей, имеющих место в измерительном фазовом мосте. Особенно значительная часть погрешностей измерений возникает за счет переменных погрешностей рассогласования, возникающих при переключении большого количества СВЧ-переключателей, реализующих электрические схемы для измерения отдельно суммы и отдельно разности сдвигов фаз испытуемого и опорного СВЧ-смесителей. Эти погрешности оказались настолько велики, что заставили искать новые пути построения измерителей, реализующих данный способ, но исключающих использование переключателей в диапазонах СВЧ. Также в работе [15] показано, что применение для переключения режимов измерения суммы и разности сдвигов фаз двух смесителей pin-диодных переключателей крайне нежелательно, так как переменный сдвиг фаз pin-диодов при переключении, к тому же зависящий в их открытом состоянии от величины уровней сигналов, протекающих через них, полностью входит в погрешность измерений. Все это заставило применять при измерениях суммы и разности сдвигов фаз электромеханические СВЧ-переключатели, создание и реализация которых в диапазоне свыше 40 ГГц с достаточно хорошими электрическими характеристиками крайне проблематичны. Следует, однако отметить, что анализ проведенный в [15] не является исчерпывающим, потому что автором не были рассмотрены другие известные на тот момент методы определения параметров нелинейных устройств СВЧ.

Одним из первых упоминаний проблемы измерения параметров смесителей за рубежом следует считать работу [67], в которой описывается метод измерения истинных комплексных параметров СВЧ-смесителей, основанный на применении векторного анализатора цепей, испытуемого СВЧ-смесителя и двух опорных СВЧ-смесителей (метод трёх сумм). Он заключается в том, что с помощью двухпортового анализатора цепей измеряют суммарный сдвиг фаз трех пар двух последовательно соединенных СВЧ-смесителей, один из которых испытуемый, а два

других – вспомогательные с последующим вычислением по результатам измерений сдвига фаз испытуемого СВЧ-смесителя. Однако в этом способе количество переключений в СВЧ-диапазоне в еще больше, чем в способе, основанном на измерении суммы и разности сдвигов фаз двух смесителей, а, следовательно, имеет место значительно больший объем погрешностей измерений за счет нестабильности коэффициентов отражений при коммутациях. Поэтому, при своей относительной простоте, данный метод имеет большие погрешности, особенно при измерении сдвигов фаз.

С целью снижения этих погрешностей был разработан метод [65,69], основанный на измерении отраженного сигнала, прошедшего через СВЧ-смеситель и калиброванную линию задержки (метод отражений). Он состоит в том, что испытуемый СВЧ-смеситель, вместе с присоединенным к нему гетеродином, сигнальным входом присоединяют ко входному порту анализатора цепей, настроенного в режим измерения коэффициентов отражений. К выходу промежуточной частоты этого СВЧ-смесителя присоединяют линию задержки калиброванной длины, нагруженную на рассогласованную нагрузку с известным фазовым сдвигом. Производят измерение общего сдвига фаз зондирующего сигнала анализатора цепей, дважды преобразованного по частоте испытуемым СВЧ-смесителем на его сигнальном входе. Вычитая из полученного результата общего фазового сдвига фазовые сдвиги линии задержки и рассогласованной нагрузки, получают истинную величину фазового сдвига испытуемого СВЧ-смесителя. Данный метод позволяет определять истинный фазовый сдвиг СВЧ-смесителя не применяя опорные и вспомогательные СВЧ-смесители и не используя переключатели СВЧ. Однако в этом методе не контролируются уровни мощности сигналов, отражённых от рассогласованной нагрузки, что приводит к большим амплитудно-фазовым погрешностям, за счет разных уровней амплитуд сигналов, падающих и отраженных от этой нагрузки.

Другой метод измерения, основанный на зондировании смесителя амплитудно-модулированным СВЧ-сигналом с последующим детектированием сигнала промежуточной частоты и сравнением его фазы с фазой модулирующего сигнала, упоминается в [75]. Данный метод также имеет большую амплитудно-фазовую погрешность, которая обуславливается постоянным изменением уровня входного СВЧ-сигнала, подаваемого на испытуемый смеситель.

В 2008 году компания Agilent Technologies объявила об изобретении нелинейного векторного анализатора цепей и создании новой системы X-параметров [79,80,88,22,33]. Помимо нового подхода к измерению активных устройств, работающих в нелинейных режимах (например, усилителей), данная технология открыла и новые возможности для измерения параметров смесителей. В 2009 году в университете Вайкато, г. Гамильтон, Новая Зеландия [82], а затем и в компании Agilent Technologies, США [50,66], была разработана новая методика измерения параметров устройств с преобразованием частоты, в том числе и их сдвигов фаз, которая основана на применении генератора комбинационных частот - генератора гармоник. Способ основан на сравнении фазового сдвига испытуемого СВЧ-смесителя с фазой когерентной гармоники, вырабатываемой отдельным генератором гармоник. Генератор гармоник реализует их путем умножения частоты низкочастотного кварцевого резонатора, который одновременно используется для получения испытательного сигнала, подаваемого на вход испытуемого СВЧ-смесителя и применяемого для определения его электрических параметров, в том числе и фазовых сдвигов. Данный метод имеет ряд преимуществ по сравнению с предыдущими. Он не имеет погрешностей СВЧ-переключений и амплитудно-фазовой погрешности. Однако, начальный фазовый сдвиг кварцевого резонатора неизвестен. Кроме того, при умножении частоты с помощью нелинейного элемента, фазовые сдвиги соседних гармоник отличаются друг от друга нелинейно.

Изложенные проблемы возникновения ошибок при определении параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств делают актуальной задачу поиска путей снижения таких погрешностей. Для этого необходимо в первую очередь провести достаточно глубокие теоретические исследования существующих методов измерений, выбрав для этого соответственно эффективный математический аппарат.

Применительно к СВЧ-смесителю, его комплексные коэффициенты передачи S_{21} и S_{12} системы S-параметров, без знания истинного сдвига фаз, могут быть определены лишь приблизительно, что и имеет место при относительных измерениях. Отсюда следует, что для точных расчетов устройств с преобразованием частоты и снижения погрешностей измерений, совершенно необходимо знать именно их истинный сдвиг фаз, вносимый во входной СВЧ-сигнал в процессе его преобразования в сигнал промежуточной частоты. Кроме этого, необходимо учитывать следующее. СВЧ-смеситель принципиально есть шестиполюсник, имеющий две пары входных

зажимов, для входного преобразуемого по частоте сигнала СВЧ и сигнала гетеродина и пару выходных зажимов сигнала промежуточной частоты. Очень часто гетеродин является неотъемлемой частью преобразователя частоты, имеющего в своем составе и СВЧ-смеситель. В этом случае такая система представляет уже четырехполюсник с преобразованием частоты. Комплексные коэффициенты передачи S_{21} и S_{12} , отражения S_{11} и S_{22} матрицы рассеяния такого СВЧ-четырехполюсника с преобразованием частоты и отдельного СВЧ-смесителя в большой степени зависят от мощности гетеродина, определяющего их рабочую точку. Поэтому теоретический анализ работы СВЧ-смесителя без учета этих обстоятельств теряет смысл. Следовательно, инструментальные измерения комплексных электрических параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты должны проводиться при мощности гетеродина, соответствующей оптимальным величинам этих параметров, что также необходимо учитывать при их теоретическом анализе.

В работе [15] показано, что из-за больших сложностей расчета барьерной емкости полупроводникового нелинейного элемента СВЧ-смесителя и его зависимости от конкретного уровня сигнала гетеродина, теоретический расчет сдвига фаз, вносимого СВЧ-смесителем, требует весьма большого объема вычислений и носит приближенный характер. Кроме того, теоретические эквивалентные схемы полупроводникового диода, и особенно транзистора достаточно условны и поэтому их использование для расчета сдвигов фаз СВЧ-смесителей не дает точных результатов. Из этого следует, что наиболее точным и эффективным путем определения истинного сдвига фаз СВЧ-смесителя является его инструментальное измерение.

Большой проблемой при измерении сдвигов фаз СВЧ-устройств вообще и СВЧ-смесителей в особенности является амплитудно-фазовая погрешность, возникающая при таких измерениях, или как она еще называется в технической литературе – амплитудно-фазовая конверсия. Она вызывается тем, что в полупроводниковых СВЧ-смесителях барьерная емкость любого р-п перехода зависит от величины амплитуды сигнала, а изменение величины барьерной емкости вызывает изменение сдвига фаз.

К сожалению, в настоящее время в России приборы для измерения истинного сдвига фаз СВЧ-смесителей не разрабатываются и не выпускаются. За рубежом – это динамично развивающиеся отрасли науки и техники. Любой современный импортный анализатор цепей содержит опции измерения параметров устройств с

преобразованием частоты, и эти опции постоянно совершенствуются [41,43,44,45,46,52,56,60,63,76,77]. Все современные импортные измерители сдвигов фаз СВЧ-смесителей, в том числе и их времени запаздывания, строятся на базе анализаторов цепей – измерителей S-параметров четырехполюсников СВЧ. Подобные измерители выпускают фирмы Keysight Technologies (Agilent Technologies), Anritsu, Rohde&Schwarz. Но все эти приборы выполняют измерения сдвигов фаз СВЧ-смесителей либо способом трех сумм, либо методом отражений, либо методом X-параметров.

Измерением параметров СВЧ-смесителей в России занимается фирма «Микран» г. Томск, выпускающая измерители комплексных коэффициентов передачи и отражения типа Р4М-18, позволяющие измерять относительные параметры СВЧ-смесителей [14], но эти измерители определяют только относительный сдвиг фаз, возникающий в СВЧ-смесителе путем его сравнения со сдвигом фаз эталонного смесителя, истинный сдвиг фаз которого неизвестен.

В целом необходимо отметить, что с момента изобретения первого способа измерения истинных значений комплексных параметров СВЧ-смесителей в 1980-х годах и до сегодняшнего дня, так и не было проведено полного анализа всех существующих методик таких измерений. Крайне ограниченный список зарубежных литературных источников, посвященных проблеме измерения характеристик смесителей говорит о малой изученности этой проблемы. Об этом сообщают и специалисты фирмы «Микран» в работе [13], где указано, что в отечественной литературе нет, а в зарубежной отсутствуют собранные воедино описания полной процедуры калибровки векторного анализатора цепей для измерения частотно-преобразующих устройств.

Кроме этого необходимо отметить следующее. Анализ работ [7,19,20] показывает, что знание истинного сдвига фаз возникающего при преобразовании частоты может оказаться полезным при нелинейной сверхширокополосной радиолокации, а также при определении параметров микроэлектронных СВЧ-компонентов. По последним сообщениям, весьма перспективным является применение методов определения параметров устройств с преобразованием частоты при анализе биологических структур [64].

Изложенные проблемы возникновения ошибок при определении параметров матриц рассеяния нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты делают

актуальной задачу поиска путей и возможностей их снижения.

ОБЪЕКТОМ ИССЛЕДОВАНИЯ является процесс трансформации электромагнитных волн в нелинейных устройствах СВЧ.

ПРЕДМЕТОМ ИССЛЕДОВАНИЯ являются изменения амплитуды и фазы электромагнитных колебаний, возникающие в нелинейных СВЧ-устройствах в режиме преобразования частоты колебаний.

ЦЕЛЬЮ ИССЛЕДОВАНИЯ является создание и теоретическое обоснование новых методик снижения ошибок определения параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **ЗАДАЧИ**:

1 Провести исследования физических процессов, протекающих в нелинейных СВЧ-устройствах, работающих в режиме преобразования частоты, при определении их параметров различными известными методами.

2 Построить общую физико-математическую модель определения элементов матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств, работающих в режиме преобразования частоты и с её помощью получить аналитические выражения, позволяющие рассчитать пределы динамического диапазона таких измерений и оценить величины погрешностей каждого из рассмотренных методов.

3 Исследовать возможности применения теории X-параметров для анализа нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты.

4 Разработать физико-математическую модель определения амплитудно-фазовых погрешностей нелинейных устройств СВЧ, работающих в режиме преобразования частоты.

5 На базе полученных физико-математических моделей и их анализа сформулировать новое решение метрологической задачи определения параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств, работающих в режимах преобразования частоты.

6 На базе нового решения задачи определения параметров нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты, разработать новую методику увеличения точности векторных анализаторов цепей.

7 Провести экспериментальные исследования метрологических возможностей предложенного решения задачи определения параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств в режимах преобразования частоты, для подтверждения

достоверности полученных результатов.

НАУЧНАЯ НОВИЗНА:

1 Впервые проведен подробный сравнительный теоретический анализ всех известных на сегодняшний день методов определения элементов матриц рассеяния СВЧ-смесителей. Для каждого из проанализированных методов получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать пределы динамического диапазона измерений.

2 Предложена новая методика определения амплитудно-фазовых погрешностей нелинейных устройств СВЧ, работающих в режиме преобразования частоты.

3 Предложена новая методика снижения погрешностей измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения устройств СВЧ.

4 Предложена новая методика определения истинных значений фазовых сдвигов и модулей коэффициентов передачи СВЧ-смесителей и преобразователей частоты.

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ И ПРАКТИЧЕСКАЯ ЗНАЧИМОСТЬ РАБОТЫ:

1 Полученные выражения для погрешностей измерений и разработанные направленные графы методов определения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, а также методики снижения этих погрешностей, созданные в процессе исследований, могут быть использованы при разработке первых отечественных приборов для измерения комплексных параметров нелинейных СВЧ-устройств.

2 В результате выполнения работы был создан действующий макет измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, основанный на использовании стандартного векторного анализатора цепей и двухканального супергетеродинного приемника, в котором исключены погрешности переключений и учтены амплитудно-фазовые погрешности. С его помощью экспериментально подтверждена возможность физической реализации разработанных новых методов измерений.

МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ, примененные в данной работе включают в себя: теорию функций комплексного переменного, теорию рядов, методы направленных графов цепей СВЧ, методы анализа цепей СВЧ матрицами рассеяния (методы S-параметров), теорию погрешностей, теорию X-параметров.

ПОЛОЖЕНИЯ, ВЫНОСИМЫЕ НА ЗАЩИТУ:

1 Результаты исследований по поиску оптимальных (по критерию точности) методик определения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-устройств с преобразованием частоты.

2 Физико-математический анализ причин, ограничивающих динамический диапазон измерения и точность определения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-устройств с преобразованием частоты.

3 Новая методика определения элементов матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств, работающих в режиме конверсии частоты и её метрологические возможности.

4 Новая методика определения амплитудно-фазовой погрешности возникающей, в полупроводниковом нелинейном элементе СВЧ-устройства с преобразованием частоты.

АПРОБАЦИЯ РАБОТЫ. Результаты исследований докладывались на:

1 Международной научной конференции «Излучение и рассеяние электромагнитных волн», с. Дивноморское, 24–28 июня 2013 г.

2 23-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, 8 – 14 сентября 2013 г.

3 Североамериканской конференции по ускорителям частиц «North American Particle Accelerator Conference (NAPAC'13)», г. Пасадена, Калифорния, США, 29 сентября – 4 октября 2013 г.

4 XII Международной научно-практической конференции «Инженерные и научные приложения на базе технологий National Instruments – 2013», г. Москва, 28 – 29 ноября 2013 г.

5 Специальном семинаре ФГУП «ВНИИФТРИ» «Измерение параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты», проведенном в соответствии с поручением Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии, г. Менделеево, 21 ноября 2013 г.

6 X Международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2014», г. Севастополь, 12 – 17 мая 2014 г.

7 24-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, 7 – 13 сентября 2014 г.

ПУБЛИКАЦИИ. По материалам диссертации опубликовано четырнадцать работ, в том числе три в изданиях, включенных в перечень ВАК. Полученные результаты исследований защищены четырьмя патентами на изобретения, один из которых получен диссертантом лично, без соавторов.

ЛИЧНЫЙ ВКЛАД АВТОРА. Все результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту и составляющие научную новизну работы, получены автором лично и опубликованы в ряде работ. Автором предложены структурные схемы построения устройств по четырем патентам, натурные испытания которых проведены лично им. Соавторы по публикациям принимали участие в технической реализации идей, сформулированных автором в ходе диссертационного исследования. Планирование работы, постановка цели и задач, обсуждение полученных в работе результатов проводились совместно с научным руководителем.

СТРУКТУРА И ОБЪЕМ ДИССЕРТАЦИИ. Диссертация состоит из введения, трёх разделов, заключения, списка литературы из 93 наименований и двух приложений. Общий объем диссертации – 167 страниц, включая 34 рисунка, 162 формулы и 2 приложения.

1 ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ ПРОТЕКАЮЩИХ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СХЕМАХ С ДВУМЯ НЕЛИНЕЙНЫМИ СВЧ-УСТРОЙСТВАМИ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

1. 1 ОБЩИЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Измерение параметров нелинейных устройств СВЧ в последние годы получило стремительное развитие особенно в США. Это связано с тем, что нелинейные устройства СВЧ применяются практически во всех современных телекоммуникационных устройствах и знание их поведения очень важно при разработке высококачественных систем связи. В России работы в этой области представлены крайне мало, в связи с этим в русской научной литературе отсутствует четкая терминология по данному вопросу. Ниже даны определения основным терминам и величинам, которые будут использованы в данной работе.

Под смесителем в данной работе понимается шестиполюсник, или трехпортовое устройство, содержащие внутри себя нелинейный элемент (например полупроводниковый диод), который осуществляет преобразование частоты сигнала, подаваемого на первый порт данного устройства, при помощи гетеродинного сигнала, подаваемого на второй порт данного устройства. При этом сигналы, образующиеся в результате преобразования частоты снимаются с третьего порта. Для выделения сигнала промежуточной частоты (ПЧ) смеситель имеет отдельные фильтрующие цепи. В отдельных случаях фильтрация сигнала ПЧ предусматривается самой сутью конструкции смесителя (например, если смеситель волноводный).

Под преобразователем частоты понимается многополюсник, содержащий внутри себя один или несколько смесителей, осуществляющий преобразование частоты входящего в него сигнала, в сигнал иной (промежуточной частоты), с помощью одного или нескольких гетеродинов. Преобразователь частоты может иметь в своем составе усилители, фильтры, циркуляторы, вентили и другие устройства. Преобразователь частоты может также содержать внутри себя делители частоты, умножители частоты, а также устройства для управления ими. Преобразователь частоты может иметь как внешний, так и внутренний гетеродин.

Под четырехполюсником с преобразованием частоты понимается смеситель со встроенным в него гетеродином, поэтому он из 6-полюсника, из-за отсутствия клемм для присоединения гетеродина превращается в 4-полюсник – имеет только вход и выход.

Рассмотрим случай воздействия фазомодулированных сигналов на устройства с преобразованием частоты. В литературе [9] описан процесс гетеродинного преобразования частоты с помощью нелинейных (н/л) элементов. При этом, обычно рассматривается случай воздействия на нелинейный элемент суммы двух гармонических колебаний различных частот сигнала и гетеродина. Вольт-амперную характеристику нелинейного элемента, при этом как правило, аппроксимируют рядом Тейлора:

$$i_h = i_{h_0} + \frac{di_h}{de_h} e_h + \frac{1}{2!} \frac{d^2 i_h}{de_h^2} e_h^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3 i_h}{de_h^3} e_h^3 + \dots, \quad (1)$$

где: i_h – ток, протекающий через нелинейный элемент;

e_h – напряжение на нелинейном элементе.

Выражение (1) можно записать в более кратком виде:

$$i_h = i_{h_0} + S e_h + \beta e_h^2 + \gamma e_h^3 \dots, \quad (2)$$

где: S – крутизна характеристики нелинейного элемента;

β, γ – соответственно первая и вторая производные крутизны характеристики S .

На практике, нелинейный элемент чаще всего работает в квадратичном режиме и поэтому для его анализа достаточно лишь первых трех членов выражения (2). Рассмотрим классический случай воздействия на нелинейный элемент двух синусоидальных сигналов:

$$\begin{cases} e_c(t) = E_c \cos(\omega_c t + \varphi_c), \\ e_e(t) = E_e \cos(\omega_e t + \varphi_e), \end{cases} \quad (3)$$

где: e_c – преобразуемый по частоте сигнал;

e_e – гетеродинный сигнал.

Предположим, что источники сигналов $e_c(t)$ и $e_e(t)$, соединены последовательно с нелинейным элементом. Тогда, согласно (2), ток через н/л элемент будет определяться следующим выражением:

$$i_n(t) = i_{n_0} + S[e_c(t) + e_e(t)] + \beta[e_c(t) + e_e(t)]^2 + \dots \quad (4)$$

В этом выражении наибольший интерес представляет второе слагаемое, которое соответствует квадратичному участку ВАХ н/л элемента, на котором и происходит преобразование частоты. Подставив (3) в (4) получаем:

$$\begin{aligned} i_n(t) = & i_{n_0} + SE_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + SE_e \cos(\omega_e t + \varphi_e) + \\ & + \beta E_c^2 \cos^2(\omega_c t + \varphi_c) + \beta E_e^2 \cos^2(\omega_e t + \varphi_e) + \\ & + 2\beta E_c E_e \cos(\omega_c t + \varphi_c) \cos(\omega_e t + \varphi_e) \end{aligned} \quad (5)$$

Применив формулу произведения косинусов к последнему слагаемому в выражении (5) получаем:

$$i_n(t) = \dots + \beta E_c E_e [\cos((\omega_c + \omega_e)t + \varphi_c + \varphi_e) + \cos((\omega_c - \omega_e)t + \varphi_c - \varphi_e)] \quad (6)$$

Выражение (6) записано в сокращенном виде. Из этого выражения видно, что в числе прочих гармонических составляющих тока нелинейного элемента $i_n(t)$ в него также входят колебания суммы и разности частот входного сигнала и сигнала гетеродина, $(\omega_c + \omega_e)$ и $(\omega_c - \omega_e)$ соответственно. Это известное выражение и составляет суть преобразования частоты вверх и вниз. При этом, необходимо особенно подчеркнуть, что как в отечественной, так и в зарубежной литературе, при описании процесса гетеродинного преобразования частоты, основное внимание уделяется частотным и спектральным характеристикам. В канонических учебниках по радиотехнике, таких как [9, 10, 39] или других им подобных, практически не затронуты или освещены очень мало вопросы, касающиеся фазовых соотношений между сигналами, подвергнутыми преобразованию частоты. Между тем, большинство современных систем радиосвязи использует устройства с фазовой модуляцией для которых их фазо-частотные характеристики являются определяющими. Выражение (6) описывает формальный подход к процессу гетеродинного преобразования частоты.

Согласно (6) фаза суммарного колебания с частотой $(\omega_c + \omega_e)$ определяется суммой начальных фаз входного сигнала и сигнала гетеродина $(\varphi_c + \varphi_e)$, а фаза разностного колебания $(\omega_c - \omega_e)$, соответственно, разностью фаз $(\varphi_c - \varphi_e)$. Однако выражение (6) не учитывает, что сам по себе нелинейный элемент имеет собственную электрическую длину, которая также придает сигналам

дополнительный фазовый сдвиг.

Рассмотрим случай преобразования частоты вниз, как преобладающий в радиосвязи. Учитывая, что наибольший интерес представляет величина напряжения, основываясь на формуле (6), запишем выражение для сигнала промежуточной частоты при преобразовании вниз в следующем виде:

$$e_{n\chi}(t) = E_{n\chi} \cos[(\omega_c - \omega_e)t + \varphi_c - \varphi_e],$$

где: $E_{n\chi}$ - амплитуда гармоники $(\omega_c - \omega_e)$.

С учетом собственного фазового сдвига элемента запишем это выражение в следующем виде:

$$e_{n\chi}(t) = E_{n\chi} \cos[(\omega_c - \omega_e)t + \varphi_c - \varphi_e + \varphi_{n\chi}], \quad (7)$$

где: $E_{n\chi} = LE_c$.

На рисунке 1 изображена эквивалентная схема, иллюстрирующая формулу (7).

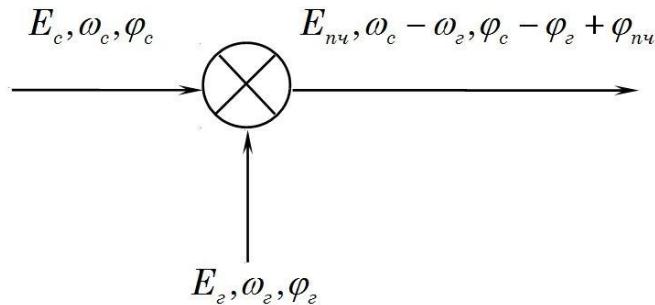


Рисунок 1 – Пояснение для формулы (7)

Величина $L = \frac{E_{n\chi}}{E_c}$ выражает потери преобразования нелинейного элемента которые и являются его модулем комплексного коэффициента передачи нелинейного элемента. Зависимость $L(\omega)$ будем называть амплитудно-частотной характеристикой АЧХ нелинейного элемента.

Величина $\varphi_{n\chi}$ называется истинным сдвигом фаз нелинейного элемента и является фазой (аргументом) комплексного коэффициента передачи нелинейного элемента. Зависимость $\varphi_{n\chi}(\omega)$ будем называть фазочастотной характеристикой (ФЧХ) нелинейного элемента.

Отметим, что в обозначениях $L(\omega)$ и $\varphi_{n\chi}(\omega)$ нами не указано, о какой конкретно частоте идет речь. Это связано с тем, что существует два режима определения этих величин. Первый режим – в случае, когда комплексный коэффициент передачи определяется при фиксированной промежуточной частоте, когда перестраиваются синхронно источник сигнала и гетеродин, и в этом случае, можно записать, что $L(\omega_c)$ и $\varphi(\omega_c)$. Второй режим – когда перестраивается промежуточная частота, за счет того, что либо источник сигнала, либо гетеродин имеют фиксированную частоту. В этом случае можно записать, что $L(\omega_{n\chi})$ и $\varphi(\omega_{n\chi})$, более подробное описание этих режимов дано в [15].

Необходимо также отметить следующее. Из теории колебаний известно, что понятие «фазовый сдвиг» применимо только к периодическим колебаниям одинаковой частоты. В рассматриваемом случае сдвиг фаз в нелинейном элементе возникает в процессе преобразования частоты и поэтому частоты сигналов на входе и выходе нелинейного элемента различны, это усложняет понимание смысла величины $\varphi_{n\chi}$. По этой причине, для формального описания процесса сдвига фаз в нелинейном элементе при преобразовании частоты предлагается следующая модель, изображенная на рисунке 2:

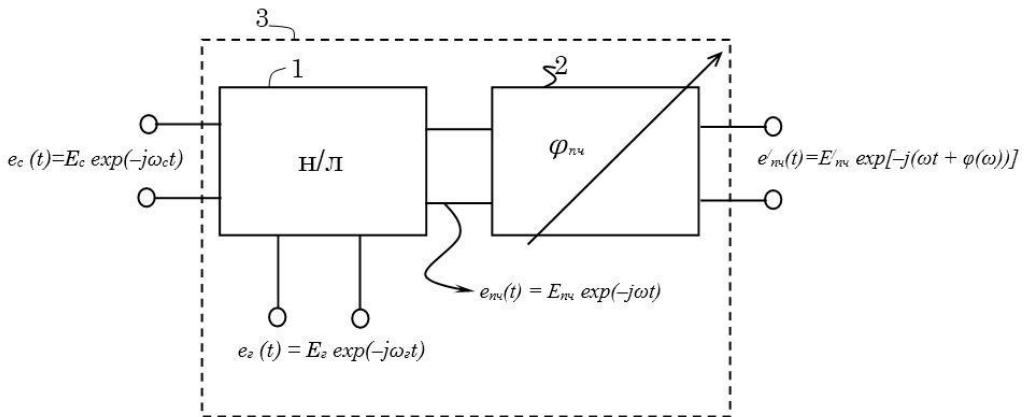


Рисунок 2 – Эквивалентная схема смесителя СВЧ

Схема на рисунке 2 состоит из нелинейного элемента 1, управляемого фазовращателя, ограниченных контуром 3, который рассматривается, как корпус СВЧ-смесителя. В данной модели нелинейный элемент 1 рассматривается как идеальный безынерционный перемножитель сигналов, который не имеет задержек и потерь преобразования и осуществляет лишь математическую операцию

перемножения входящих в него сигналов:

$$e_{nu}(t) = e_c(t)e_e(t).$$

Напротив, фазовращатель 2 не является идеальным элементом и может иметь неравномерную АЧХ $L(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$. При этом, фазовращатель 2 является управляемым и его характеристики $L(\omega)$ и $\varphi(\omega)$, помимо частоты зависят еще и от амплитуд сигналов $e_c(t)$ и $e_e(t)$. Если при этом учесть, что амплитуда сигнала $e_{nu}(t)$ складывается из амплитуд сигналов $e_c(t)$ и $e_e(t)$ то обобщенное уравнение для выходного сигнала ПЧ смесителя на рисунке 2 можно записать в виде:

$$e_{nu}(t) = (E_c + E_e)L(\omega_c, \omega_e)\exp\{-j[\omega_{nu}t + \varphi_{nu}(\omega_c, \omega_e, E_c, E_e)]\}. \quad (8)$$

Из уравнения (8) вытекает еще одно важное понятие. При фиксированных значениях ω_c и ω_e величина $\varphi_{nu}(\omega_c, \omega_e, E_c, E_e)$ называется амплитудно-фазовой погрешностью нелинейного элемента. Эта величина отражает зависимость сдвига фаз вносимого нелинейным элементом от амплитуды сигнала, в который этот фазовый сдвиг вносится.

До 1986 года измерение сдвигов фаз смесителей производилось путем сравнения испытуемого смесителя с эталонным. При этом измерялся относительный сдвиг фаз смесителя. Такой вид измерения поясняется на рисунке 3.

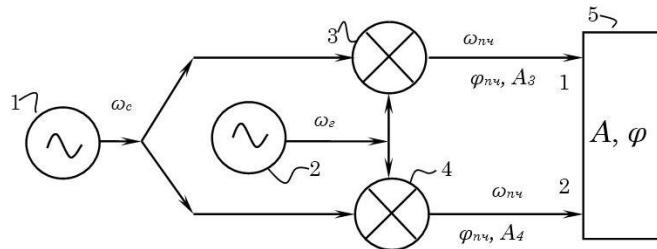


Рисунок 3 — Схема измерения относительного коэффициента передачи нелинейных элементов (смесителей)

Схема на рисунке 3 состоит из генератора сигналов 1, гетеродина 2, испытуемого нелинейного элемента 3, опорного нелинейного элемента 4, векторного вольтметра 5.

Схема работает следующим образом. Генератор 1 вырабатывает сигнал с частотой ω_c , который подается одновременно на входы испытуемого 3 и опорного 4 нелинейных элементов, на другие входы которых подается сигнал с частотой ω_e от гетеродина 2. В результате преобразования частоты на выходах нелинейных

элементов образуется сигнал с частотой $\omega_{n\chi} = \omega_c \pm \omega_e$ («плюс» или «минус» выбирается в зависимости от типа преобразования частоты – «вверх» или «вниз»). Эти сигналы с частотой $\omega_{n\chi}$ далее подаются на входы 1 и 2 векторного вольтметра 5, который регистрирует отношение амплитуд и разность фаз этих сигналов одной и той же частоты в виде:

$$\begin{cases} A = A_3 / A_4, \\ \varphi = \varphi_3 - \varphi_4. \end{cases}$$

Величина A называется относительными потерями преобразования испытуемого нелинейного элемента (смесителя).

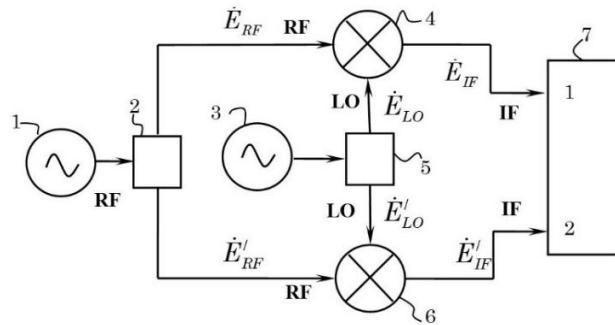
Величина φ называется относительным сдвигом фаз испытуемого нелинейного элемента.

В рассмотренном случае значения A_3, A_4 и особенно φ_3, φ_4 неизвестны, поэтому данный вид измерений носит относительный характер. Такие измерения достаточно хорошо описаны например в [51, 74, 73] они тривиальны и поэтому подробно здесь не рассматриваются. Для большинства современных приложений значительно больший интерес представляет величина истинного фазового сдвига возникающего в нелинейном элементе. Анализу методов таких измерений посвящены следующие разделы. Необходимо особенно подчеркнуть, что наибольший научный интерес представляет исследование и создание приборов для измерения истинного сдвига фаз, а не модуля комплексного коэффициента передачи нелинейных элементов. По этой причине далее в настоящей работе основное внимание будет уделено методом определения фазы комплексного коэффициента передачи нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты, как наиболее сложную для исследования физическую характеристику.

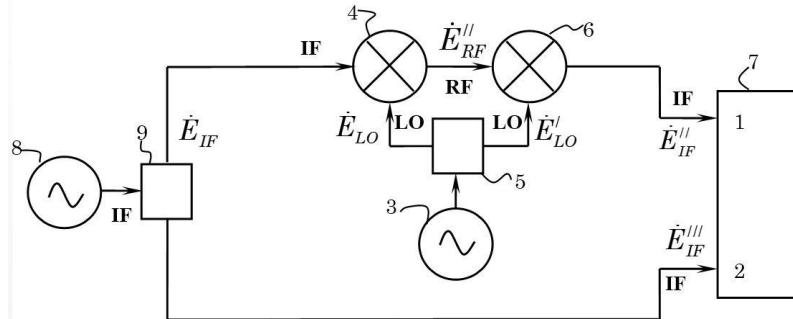
Отметим, что в диссертации термины «СВЧ-смеситель», «смеситель», «нелинейный элемент», «преобразователь частоты», «нелинейное СВЧ-устройство с преобразованием частоты» и т.п. несут один и тот же смысл и часто используются как синонимы, поскольку для проводимых исследований общефизического характера, важна не их конструкция или внутреннее устройство, а сама их возможность осуществлять гетеродинное преобразование частоты.

1.2 МЕТОД СУММЫ И РАЗНОСТИ

Метод суммы и разности так же известен как метод двух смесителей был разработан 80-х годах в России [1,2,3,4,89,93]. Этот метод заключается, как очевидно из его названия, в измерении суммы и разности комплексных коэффициентов передачи испытуемого и опорного нелинейных элементов, соединенных сначала последовательно, а затем параллельно. Данный метод является развитием изображенного на рисунке 3 метода измерения относительных параметров смесителя, который был создан в 60-х годах. Схема метода изображена на рисунке 4.



(а) измерение разности комплексных коэффициентов передачи



(б) измерение суммы комплексных коэффициентов передачи

Рисунок 4 — Метод суммы и разности

Схемы на рисунке 4 а и б состоят из генератора испытательных СВЧ-сигналов 1, делителей мощности 2, 5, 9, СВЧ гетеродина 3, испытуемого смесителя 4, опорного смесителя 6, векторного вольтметра 7 и генератора промежуточной частоты 8.

Измерения проводят следующим образом. Сначала, как показано на рисунке 4 (а) испытуемый 4 и опорный 6 смесители соединяют параллельно. На входы RF (англ.

Radio Frequency, входы радиочастоты) смесителей через делитель 2 от генератора 1 подается СВЧ-сигнал \dot{E}_{RF} . На гетеродинные входы смесителей LO (англ. Local Oscillator) через делитель 5 поступает сигнал \dot{E}_{LO} от гетеродина 3. Необходимо отметить, что генераторы 1 и 3 должны быть синхронизированы с помощью системы фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). В результате гетеродинного преобразования частоты на выходах IF (англ. Intermediate Frequency, промежуточная частота) смесителей 4 и 6 образуются сигналы промежуточной частоты \dot{E}_{IF} и \dot{E}'_{IF} соответственно.

Эти два сигнала имеют одинаковую частоту и они синхронизированы, потому что генераторы 1 и 3 связаны системой ФАПЧ. Поэтому эти сигналы могут быть сравнены по фазе и амплитуде в векторном вольтметре 7. Таким образом, измеряют отношение коэффициентов передачи испытуемого 4 и опорного 6 смесителей в виде: $L_4 / L_6 = \Delta L$. Аналогичным образом измеряют разность сдвигов фаз смесителей в виде: $\varphi_4 - \varphi_6 = \Delta\varphi$. Затем, как показано на рисунке 4 испытуемый 4 (б) и опорный 6 смесители соединяют последовательно. Генератор СВЧ-сигналов 1 и делитель 2 заменяют генератором промежуточных частот 8 и делителем 9 соответственно. Сигнал промежуточной частоты \dot{E}_{IF} от генератора 8 через одно из плеч делителя 9 поступает на вход IF испытуемого смесителя, где смешивается с сигналом гетеродина \dot{E}_{LO} . В результате преобразования частоты на входе RF смесителя 4 образуется СВЧ-сигнал \dot{E}_{RF}^{\parallel} который подается на вход RF СВЧ смесителя 6. Так как смесители 4 и 6 имеют общий гетеродин 3 (синхронизированный с генератором 8), то на выходе смесителя 6 образуется сигнал \dot{E}_{IF}'' равный по частоте сигналу от генератора 8 \dot{E}_{IF} и синхронизированный с ним. Этот сигнал \dot{E}_{RF}'' поступает на первый вход векторного вольтметра 7, где он сравнивается по амплитуде и фазе, с сигналом \dot{E}_{IF}''' такой же частоты. Это происходит аналогично как на рисунке 4 (а). Поскольку теперь смеситель 4 и 6 соединены последовательно, то векторный вольтметр измеряет общий коэффициент передачи $L_4 L_6 = \Sigma L$ и сумму сдвигов фаз между ними $\varphi_4 + \varphi_6 = \Sigma\varphi$. Решая системы уравнений (9) и (10):

$$\begin{cases} L_4 L_6 = \Sigma L, \\ L_4 / L_6 = \Delta L. \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \varphi_4 + \varphi_6 = \Sigma \varphi, \\ \varphi_4 - \varphi_6 = \Delta \varphi. \end{cases} \quad (10)$$

можно найти модуль комплексного коэффициента передачи L_4 и сдвиг фаз φ_4 испытуемого смесителя (нелинейного элемента) в виде:

$$L_4 = \sqrt{\Delta K \Sigma K},$$

$$\varphi_4 = \frac{\Delta \varphi + \Sigma \varphi}{2}.$$

Анализ погрешностей измерения методом суммы и разности может быть проведен при помощи направленных графов. Графы, описывающие соединения структурных схем на рисунке 4 (а) и (б) в системе S-параметров представлены на рисунке 5 (а) и (б). Номера в кружках графов соответствуют номерам элементов. Индексы S-параметров обозначаются следующим образом: $S_{yz}^{(x)}$ где x – номер узла, к которому относится параметр (он обозначен в кружке), y – номер точки (полюса), в которой заканчивается путь, z – номер точки (полюса), откуда начинается путь для матрицы рассеяния конкретного многополюсника. Также в графах на рисунке 5 есть несколько специальных обозначений, которые не подчиняются описанной выше системе обозначений:

gLO – СВЧ-гетеродин;

ω_{LO} – частота гетеродина (рад/с);

S_{LO} – коэффициент передачи гетеродина (обычно равен единице);

S'_{LO} – коэффициент отражения гетеродина;

gIF – генератор промежуточных частот;

ω_{IF} – промежуточная частота [рад/с];

S_{IF} – коэффициент передачи генератора промежуточных частот;

S'_{IF} – коэффициент отражения генератора промежуточных частот;

D_1, D_2 – испытуемый и опорный н/л элементы (смесители) соответственно;

S_{D_1}, S_{D_2} – коэффициенты отражения испытуемого и опорного нелинейных элементов соответственно;

LO и LO' – соединительные СВЧ-тракты гетеродина;

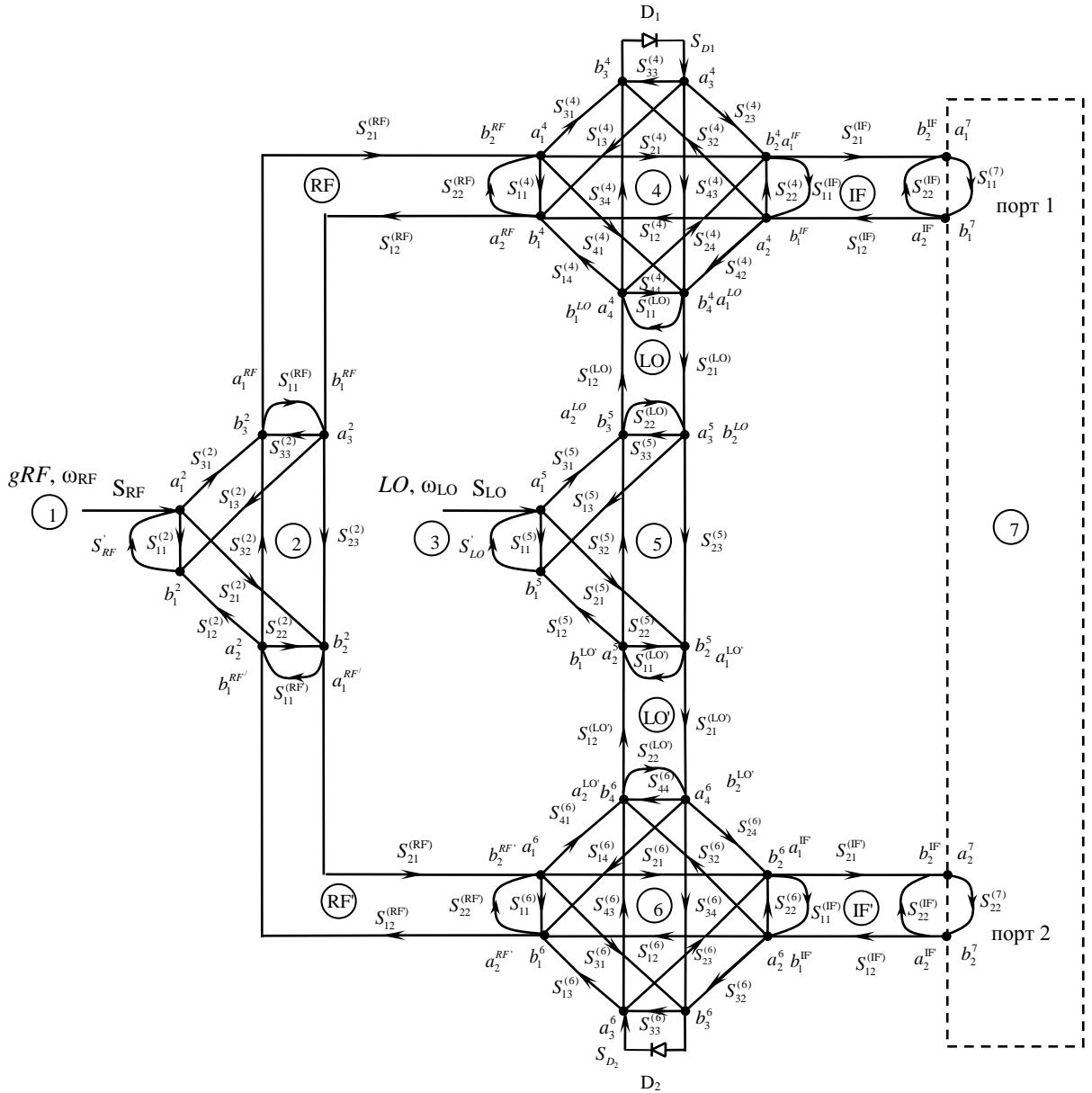


Рисунок 5 (а) — Граф измерения разности комплексных коэффициентов передачи смесителей

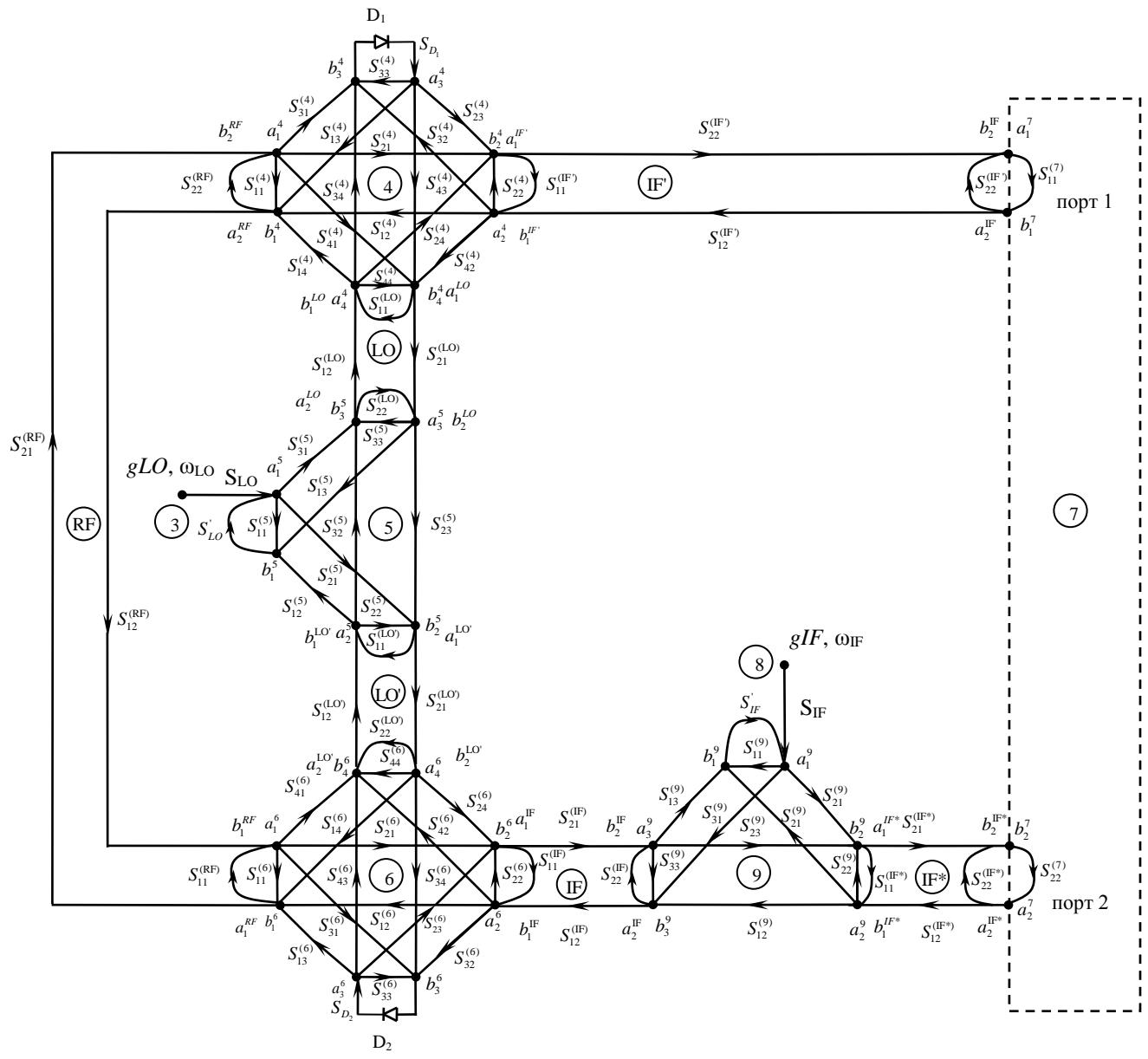


Рисунок 5 (б) — Граф измерения суммы комплексных коэффициентов передачи смесителей

gRF – генератор испытательных СВЧ- сигналов;

ω_{RF} – частота входного сигнала (рад/с);

S_{RF} – коэффициент передачи генератора испытательных сигналов;

S'_{RF} – коэффициент отражения генератора испытательных сигналов;

RF и RF' – соединительные СВЧ-тракты;

IF, IF' и IF^* – соединительные тракты промежуточной частоты.

Из теории ориентированных графов известно, что в СВЧ- приложениях наиболее эффективным способом отыскания решений графа является применение формулы Мэзона или правила некасающегося контура, которое согласно [34,42] в общем виде выглядит следующим образом:

$$T = \frac{P_1(1 - \Sigma L(1)^{(1)} + \Sigma L(2)^{(2)} - \Sigma L(3)^{(3)} + \dots) + P_2(1 - \Sigma L(1)^{(2)} + \Sigma L(2)^{(2)} - \dots) + P_3(1 - \Sigma L(1)^{(3)} + \dots) + \dots}{1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2) - \Sigma L(3) + \dots}, \quad (11)$$

где: $\Sigma L(1)$ – сумма всех контуров первого порядка;

$\Sigma L(2)$ – сумма всех контуров второго порядка;

P_1, P_2, P_3 – значения путей с соответствующими индексами;

$\Sigma L(1)^{(1)}$ – сумма тех контуров первого порядка, которые не касаются пути P_1 ;

$\Sigma L(2)^{(1)}$ – сумма тех контуров второго порядка, которые не касаются пути P_1 ;

$\Sigma L(n)^{(m)}$ – сумма тех контуров n -ого порядка, которые не касаются пути P_m ;

T – искомый коэффициент передачи между двумя вершинами графа.

При анализе графов с помощью формулы (11) имеет смысл учитывать только лишь замкнутые контуры первого порядка. Это можно пояснить на следующем примере. Рассмотрим каскадное включение четырехполюсников на рисунке 6 и ориентированный граф на рисунке 7.

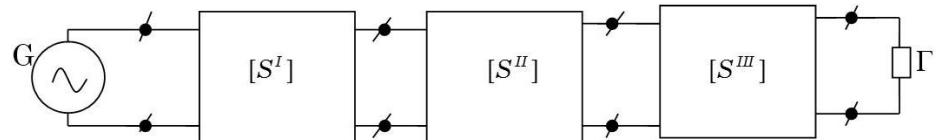


Рисунок 6 – Каскадное соединение четырехполюсников

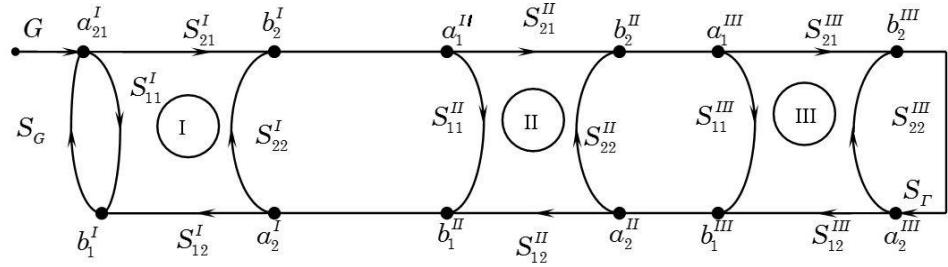


Рисунок 7 – Ориентированный граф схемы на рисунке 6

Запишем полное уравнение для пути из точки a_1^I в точку b_1^{III} руководствуясь формулой правилом некасающегося контура (11):

$$S_{21}^{\Sigma} = \frac{S_{21}^I S_{21}^{II} S_{21}^{III}}{1 + N_1 + N_2 + N_3}, \quad (12)$$

где N_1, N_2, N_3 – контуры первого, второго и третьего порядков соответственно и равны:

$$N_1 = S_G S_{11}^I + S_{22}^I S_{11}^{II} + S_{22}^{II} S_{11}^{III} + S_{22}^{III} S_{\Gamma}, \quad (13)$$

$$N_2 = S_G S_{21}^I S_{11}^{II} S_{12}^I + S_{22}^I S_{21}^{II} S_{11}^{III} S_{12}^I + S_{22}^{II} S_{21}^{III} S_{\Gamma} S_{12}^{III}, \quad (14)$$

$$N_3 = S_G S_{21}^I S_{21}^{II} S_{11}^{III} S_{12}^I S_{12}^{II} S_{12}^{III} + S_{22}^I S_{21}^{II} S_{21}^{III} S_{\Gamma} S_{12}^{III} S_{12}^I. \quad (15)$$

Заметим, что в числителе формулы (11) знаки «плюс» и «минус» чередуются. Поскольку конечной целью данного анализа является нахождение наиболее точного метода определения комплексного коэффициента передачи нелинейных устройств, то в формулах (12-15) здесь и далее в данной работе знаки не чередуются, т.к. из метрологии известно, что погрешности всегда суммируются.

Вернемся к выражениям (13-15) и зададимся типичными значениями для коэффициента передачи и отражения. Пусть коэффициенты отражения равны:

$$S_G = S_{11}^I = S_{22}^I = S_{11}^{II} = S_{22}^{II} = S_{11}^{III} = S_{22}^{III} = S_{\Gamma} = 0,09,$$

что соответствует типичному значению КСВН=1,2

При этом пусть коэффициенты передачи равны:

$S_{21}^I = S_{21}^{II} = S_{21}^{III} = S_{12}^{III} = S_{12}^I = S_{12}^{II} = 0,71$, что соответствует типичному коэффициенту передачи «минус» 3 дБ.

Подставив эти значения в формулы (13-15) получим:

$$N_1 = 0,032 \text{ или «минус» } 30 \text{ дБ,}$$

$$N_2 = 0,012 \text{ или «минус» } 38 \text{ дБ,}$$

$$N_3 = 0,002 \text{ или «минус» } 54 \text{ дБ.}$$

При подстановке этих значений в формулу (12) имеем:

$$S_{21}^{\Sigma} = 0,342 \text{ или «минус» } 9 \text{ дБ,}$$

а при учете контуров только первых порядков, то есть в случае когда $N_2 = N_3 = 0$:

$$S_{21}^{\Sigma*} = 0,357 \text{ или «минус» } 8,9 \text{ дБ.}$$

В результате видно, что коэффициенты S_{21}^{Σ} и $S_{21}^{\Sigma*}$ различаются менее чем на 5%, поэтому в дальнейшем при анализе графов с помощью выражений типа (11) и (12) будем учитывать только замкнутые контуры первых порядков.

1.2.1 АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ В СХЕМЕ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ПАРАМЕТРОВ ДВУХ НЕЛИНЕЙНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

Исследуем сначала график измерения разности комплексных коэффициентов передачи испытуемого и опорного нелинейных элементов на рисунке 5 (а).

Коэффициент передачи от генератора испытательных СВЧ-сигналов 1, вырабатывающего сигнал с частотой ω_{RF} до входного порта 1 ($a_1^7 - b_1^7$) векторного вольтметра 7 описывается выражением:

$$S_{11}^{(71)} = \frac{S_{31}^{(2)} S_{21}^{RF} S_{31}^{(4)} S_{D1} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(IF)}}{1 + K_1}, \quad (16)$$

$$\text{где: } K_1 = S'_{RF} S_{11}^{(2)} + S_{33}^{(2)} S_{11}^{RF} + S_{22}^{RF} S_{11}^{(4)} + S_{D1} S_{33}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{IF} + S_{22}^{IF} S_{11}^7.$$

Аналогично коэффициент передачи до порта 2 ($a_2^7 - b_2^7$) векторного вольтметра описывается выражением:

$$S_{21}^{(71)} = \frac{S_{21}^{(2)} S_{21}^{RF'} S_{31}^{(6)} S_{D2} S_{23}^{(6)} S_{21}^{(IF')}}{1 + K_2}, \quad (17)$$

$$\text{где: } K_2 = S'_{RF} S_{11}^{(2)} + S_{22}^{(2)} S_{11}^{(RF')} + S_{22}^{(RF')} S_{11}^{(6)} + S_{D2} S_{33}^{(6)} + S_{22}^{(6)} S_{11}^{(IF')} + S_{22}^{(IF')} S_{22}^{(7)}.$$

Запишем выражения для развязки между портами векторного вольтметра 7 ($a_1^7 - b_1^7$) и ($a_2^7 - b_2^7$), без учета его внутренних паразитных связей. Как видно из рисунка 5 (а), в данном случае пути паразитных связей проходят через делитель 5 и 2. Паразитная связь через тройник 5 от полюса b_1^7 к полюсу a_2^7 имеет вид:

$$S_{12}^{(757)} = \frac{S_{12}^{(IF)} S_{42}^{(4)} S_{21}^{(LO)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(LO')} S_{24}^{(6)} S_{21}^{(IF')}}{1 + K_3}, \quad (18)$$

где:

$$K_3 = S_{11}^{(7)} S_{22}^{(IF)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(IF)} + S_{44}^{(4)} S_{11}^{(LO)} + S_{22}^{(LO)} S_{33}^{(5)} + S_{22}^{(5)} S_{11}^{(LO')} + S_{22}^{(LO')} S_{44}^{(6)} + S_{22}^{(6)} S_{11}^{(IF')} + S_{22}^{(IF')} S_{22}^{(7)}.$$

Аналогично, паразитная связь через делитель 5 от полюса b_2^7 к полюсу a_1^7 имеет вид:

$$S_{21}^{(757)} = \frac{S_{12}^{(IF')} S_{42}^{(6)} S_{12}^{(LO')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(LO)} S_{21}^{(IF)} S_{24}^{(4)}}{1 + K_4}, \quad (19)$$

где:

$$K_4 = S_{22}^{(7)} S_{22}^{(IF')} + S_{22}^{(6)} S_{11}^{(IF')} + S_{44}^{(6)} S_{22}^{(LO')} + S_{11}^{(LO')} S_{22}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(L0)} + S_{11}^{(L0)} S_{44}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(IF')} + S_{22}^{(IF')} S_{11}^{(7)}.$$

Теперь запишем выражения для паразитных связей проходящих через делитель 2. Связь от полюса b_1^7 к полюсу a_2^7 имеет вид:

$$S_{12}^{(727)} = \frac{S_{12}^{(IF)} S_{12}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{23}^{(2)} S_{21}^{(RF')} S_{21}^{(6)} S_{21}^{(IF')}}{1 + K_5}, \quad (20)$$

где:

$$K_5 = S_{11}^{(7)} S_{22}^{(IF)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(IF)} + S_{11}^{(4)} S_{22}^{(RF)} + S_{11}^{(RF)} S_{33}^{(2)} + S_{22}^{(2)} S_{11}^{(RF')} + S_{22}^{(RF')} S_{11}^{(6)} + S_{22}^{(6)} S_{11}^{(IF')} + S_{22}^{(IF')} S_{22}^{(7)}.$$

Аналогично, связь от b_2^7 к a_1^7 :

$$S_{12}^{(727)} = \frac{S_{12}^{(IF')} S_{12}^{(6)} S_{12}^{(RF')} S_{32}^{(2)} S_{21}^{(RF)} S_{21}^{(4)} S_{21}^{(IF')}}{1 + K_6}, \quad (21)$$

где:

$$K_6 = S_{22}^{(7)} S_{22}^{(IF')} + S_{22}^{(6)} S_{11}^{(IF')} + S_{11}^{(6)} S_{22}^{(RF')} + S_{11}^{(RF')} S_{22}^{(2)} + S_{33}^{(2)} S_{11}^{(RF)} + S_{22}^{(RF)} S_{11}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(IF')} + S_{22}^{(IF')} S_{22}^{(7)}.$$

В результате мы получили коэффициенты для четырех паразитных путей, через которые сигналы могут проникать между портами векторного вольтметра: $S_{12}^{(757)}; S_{21}^{(757)}; S_{12}^{(727)}; S_{21}^{(727)}$. Очевидно, что динамический диапазон измерений векторного вольтметра в данной измерительной схеме не может быть выше значения этих коэффициентов. По этой причине, данные коэффициенты прямо влияют на точность измерения как модуля, так и фазы комплексного коэффициента передачи смесителей, и они должны быть как можно меньше. На рисунке 8 изображен график

паразитных связей между портами векторного вольтметра 7, построенный на основании выражений (18–21) и анализа графа на рисунке 5 (а).

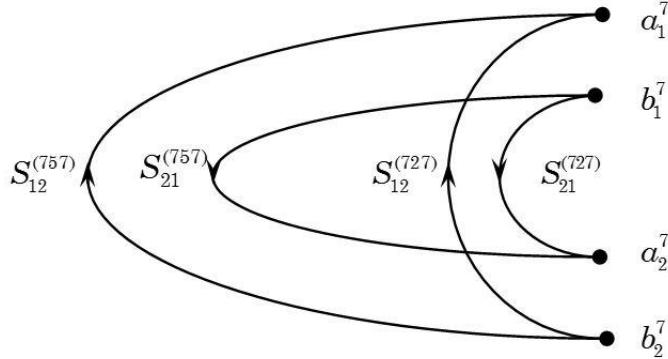


Рисунок 8 – Граф паразитных связей векторного вольтметра

Известно [34,42] правило упрощения графов, при котором две ветви графа исходящие из одного узла X_1 и входящие в узел X_2 можно объединить в одну ветвь соединяющую эти узлы. Передача этой результирующей ветви равна длине передач исходных ветвей. На основании этого можно записать, что передача от полюса b_2^7 к полюсу a_1^7 описывается выражением (22):

$$S_{12}^{(77)} = S_{12}^{(757)} + S_{12}^{(727)} = \frac{A + K_5 A + B + K_3 B}{1 + K_5 + K_3 + K_5 K_3}, \quad (22)$$

где:

$$A = S_{12}^{(IF)} S_{42}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{24}^{(6)} S_{21}^{(IF')},$$

$$B = S_{12}^{(IF)} S_{12}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{23}^{(2)} S_{21}^{(RF')} S_{21}^{(6)} S_{21}^{(IF')}.$$

Аналогично передача от полюса b_1^7 к полюсу a_2^7 будет иметь вид:

$$S_{21}^{(77)} = S_{21}^{(757)} + S_{21}^{(727)} = \frac{C + K_6 C + D + K_4 D}{1 + K_6 + K_4 + K_6 K_4}, \quad (23)$$

где:

$$C = S_{12}^{(IF')} S_{42}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(L0)} S_{24}^{(4)} S_{21}^{(IF')},$$

$$D = S_{12}^{(IF')} S_{12}^{(6)} S_{12}^{(RF')} S_{32}^{(2)} S_{21}^{(RF')} S_{21}^{(4)} S_{21}^{(IF')}.$$

Полученные параметры $S_{12}^{(77)}$ и $S_{21}^{(77)}$ полностью определяют динамический диапазон измерений векторного вольтметра 7. Нижняя граница динамического диапазона не может быть ниже значений этих параметров. Следовательно, необходимо, чтобы коэффициенты передачи паразитных каналов $S_{12}^{(77)}$ и $S_{21}^{(77)}$ были как можно меньше. Проанализируем выражения (22) и (23) на предмет уменьшения

их величин. Как видно из выражений (18)–(21), коэффициенты $K_3; K_4; K_5; K_6$, входящие в знаменатели выражений (22) и (23) полностью состоят из коэффициентов отражений, которые в любом случае всегда стремятся свести к минимуму для получения хорошего согласования между трактами. Поэтому манипулировать этими коэффициентами с целью увеличения динамического диапазона не имеет смысла. Рассмотрим коэффициенты A, B, C, D . Как видно из (22) и (23) часть S-параметров из этих коэффициентов входит в выражения (16) и (17). В свою очередь, параметры $S_{11}^{(71)}$ и $S_{21}^{(71)}$ определяют величину амплитуды сигнала на портах 1 и 2 векторного вольтметра 7, а чем больше амплитуда, тем меньше погрешность измерения сдвига фаз векторным вольтметром (эта зависимость будет показана ниже). Поэтому для оптимального уменьшения паразитных связей не снижая при этом динамического диапазона, (22) и (23) необходимо выбирать такие S-параметры в этих выражениях, которые не влияют на коэффициенты передачи (16) и (17). В данном случае критерием оптимальности является наименьшее затухание сигнала на путях $S_{11}^{(71)}$ и $S_{21}^{(71)}$, и наибольшее затухание на путях S_{12}^{77} и $S_{21}^{(77)}$. Выпишем передачи, входящие одновременно в выражения (16), (17) и (23): $S_{21}^{(RF)}; S_{21}^{(IF)}$. Аналогично передачи, входящие одновременно в выражения (16), (17) и (22): $S_{21}^{(RF')}; S_{21}^{(IF')}$. Эти коэффициенты передачи относятся к соединительным трактам СВЧ и промежуточной частоты RF, RF', IF и IF' , и не могут быть уменьшены. То же самое относится и к параметрам $S_{12}^{(RF)}; S_{12}^{(RF')}; S_{12}^{(IF)}$ и $S_{12}^{(IF')}$. Теперь, по аналогии с выражениями (16) и (17), запишем выражение для коэффициента передачи от гетеродина 3, вырабатывающего сигнал с частотой ω_{LO} до входного порта 1 ($a_1^7 - b_1^7$) векторного вольтметра 7 (через смесительный диод D_1):

$$S_{11}^{(73)} = \frac{S_{31}^{(5)} S_{12}^{(LO)} S_{34}^{(4)} S_{D_1} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(IF)}}{1 + K_7}, \quad (24)$$

где: $K_7 = S_{L0}' S_{11}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(LO)} + S_{11}^{(LO)} S_{44}^{(4)} + S_{33}^{(4)} S_{D_1} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(IF)} + S_{22}^{(IF)} S_{11}^{(7)}$.

Аналогично, коэффициент передачи до порта 2 ($a_2^7 - a_2^7$):

$$S_{21}^{(73)} = \frac{S_{21}^{(5)} S_{21}^{(LO')} S_{34}^{(6)} S_{D_2} S_{23}^{(6)} S_{21}^{(IF')}}{1 + K_8}, \quad (25)$$

где: $K_8 = S_{L0}' S_{11}^{(5)} + S_{22}^{(5)} S_{11}^{(LO')} + S_{22}^{(LO')} S_{44}^{(6)} + S_{33}^{(6)} S_{D_2} + S_{22}^{(6)} S_{11}^{(IF')} + S_{22}^{(IF')} S_{22}^{(7)}$.

Выпишем передачи, входящие одновременно в выражения (24), (25) и (23): $S_{12}^{(L0)}; S_{21}^{(IF)}$. Аналогично передачи, входящие одновременно в выражения (24), (25) и (22): $S_{21}^{(L0')}; S_{21}^{(IF')}$. Эти коэффициенты передачи относятся к соединительным трактам гетеродина LO' и LO , и они так же не могут быть уменьшены, как и коэффициенты $S_{21}^{(LO)}; S_{12}^{(IF)}; S_{12}^{(LO')}; S_{12}^{(IF')}$. Таким образом в выражениях (22) и (23) остались следующие параметры, которые можно уменьшать, не влияя на коэффициенты $S_{11}^{(71)}$ и $S_{21}^{(71)}$ (16) и (17). Это параметры $S_{42}^{(4)}; S_{23}^{(5)}; S_{24}^{(6)}; S_{12}^{(4)}; S_{23}^{(2)}; S_{21}^{(6)}; S_{42}^{(6)}; S_{32}^{(5)}; S_{24}^{(4)}; S_{12}^{(6)}; S_{32}^{(2)}; S_{21}^{(4)}$. Сгруппируем эти параметры по их принадлежности к конкретным элементам на рисунках 5 (а) и 4 (а): делитель 2: $S_{23}^{(2)}; S_{32}^{(2)}$

делитель 5: $S_{23}^{(5)}; S_{32}^{(5)}$

испытуемый смеситель 4: $S_{42}^{(4)}; S_{12}^{(4)}; S_{24}^{(4)}; S_{21}^{(4)}$

опорный смеситель 6: $S_{24}^{(6)}; S_{21}^{(6)}; S_{42}^{(6)}; S_{12}^{(6)}$

Проанализируем полученные результаты. Параметры, относящиеся к тройникам 2 и 5, есть не что иное, как развязка между плечами этих делителей. На практике, для равноплечных делителей можно записать, что $S_{23}^{(2)} = S_{32}^{(2)}$ и $S_{23}^{(5)} = S_{32}^{(5)}$. Параметры $S_{42}^{(4)}; S_{24}^{(4)}$ и $S_{42}^{(6)}; S_{24}^{(6)}$ называются развязкой между гетеродином и ПЧ смесителей 4 и 6. А параметры $S_{12}^{(4)}; S_{21}^{(4)}$ и $S_{12}^{(6)}; S_{21}^{(6)}$ называются развязкой между СВЧ и ПЧ смесителей 4 и 6. В случае, когда смеситель 4 является испытуемым, его развязки могут быть достаточно низкими и в общем случае они не известны. По этой причине, число параметров которыми можно варьировать для увеличения динамического диапазона становится еще меньше. Теперь это параметры $S_{23}^{(2)}; S_{32}^{(2)}; S_{23}^{(5)}; S_{32}^{(5)}; S_{42}^{(6)}; S_{24}^{(6)}; S_{12}^{(6)}; S_{21}^{(6)}$. Таким образом коэффициенты A, B, C, D для выражений (22) и (23) можно записать в виде:

$$\begin{cases} A = K_A S_{23}^{(5)} S_{24}^{(6)}, \\ B = K_B S_{23}^{(2)} S_{21}^{(6)}, \\ C = K_C S_{42}^{(6)} S_{32}^{(5)}, \\ D = K_D S_{12}^{(6)} S_{32}^{(2)}, \end{cases} \quad (26)$$

где: K_A, K_B, K_C, K_D – сокращенная запись оставшихся коэффициентов в формулах (22) и (23).

Рассмотрим самый неблагоприятный случай, когда $K_A = K_B = K_C = K_D = 1$. С

учетом этого и (26), выражения для паразитных связей (22) и (23) перепишем в виде:

$$S_{12}^{(77)} = \frac{S_{23}^{(5)} S_{24}^{(6)} + K_5 S_{23}^{(5)} S_{24}^{(6)} + S_{23}^{(2)} S_{21}^{(6)} + K_3 S_{23}^{(2)} S_{21}^{(6)}}{1 + K_5 + K_3 + K_5 K_3}, \quad (27)$$

$$S_{21}^{(77)} = \frac{S_{42}^{(6)} S_{32}^{(5)} + K_6 S_{42}^{(6)} S_{32}^{(5)} + S_{12}^{(6)} S_{32}^{(2)} + K_4 S_{12}^{(6)} S_{32}^{(2)}}{1 + K_6 + K_4 + K_6 K_4}. \quad (28)$$

Оценим порядок величин коэффициентов K_3, K_4, K_5, K_6 . Все эти коэффициенты состоят из восьми однотипных слагаемых, состоящих из произведений коэффициентов отражений. Для оценочных вычислений можно записать, что для $K_3 \div K_6$ имеем:

$$K_x = 8 \cdot \Gamma^2,$$

где Γ – коэффициент отражения.

Приняв типичное значение $\Gamma=0,09$, что соответствует значению КСВН=1,2, получаем $K \approx 0,06$.

Теперь оценим величину развязки по формулам (27) и (28). Примем следующие значения:

$S_{23}^{(2)} = S_{32}^{(2)} = S_{23}^{(5)} = S_{32}^{(5)} = \text{«минус» } 40 \text{ дБ} = 0,01$, что достижимо при применении волноводных делителей.

$S_{21}^{(6)} = S_{12}^{(6)} = S_{42}^{(6)} = S_{24}^{(6)} = \text{«минус» } 10 \text{ дБ} = 0,32$, типичная развязка для смесителей.

Тогда по формулам (27) и (28) имеем:

$$S_{21}^{(77)} = S_{12}^{(77)} = 0,006 = \text{«минус» } 44,4 \text{ дБ.}$$

Отсюда следует, что при указанных выше условиях, динамический диапазон измерений составит 44,4 дБ. Учитывая самый худший случай, знаменатели выражений (27) и (28) можно приравнять к единице и тогда получим приблизительные выражения для развязки по промежуточной частоте:

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{12}^{(77)} = S_{23}^{(5)} S_{24}^{(6)} + K_5 S_{23}^{(5)} S_{24}^{(6)} + S_{23}^{(2)} S_{21}^{(6)} + K_3 S_{23}^{(2)} S_{21}^{(6)}, \end{array} \right. \quad (29)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{21}^{(77)} = S_{42}^{(6)} S_{32}^{(5)} + K_6 S_{42}^{(6)} S_{32}^{(5)} + S_{12}^{(6)} S_{32}^{(2)} + K_4 S_{12}^{(6)} S_{32}^{(2)}. \end{array} \right. \quad (30)$$

Мы провели анализ графа на рис. 5 (а) на предмет наличия паразитных связей между портами векторного вольтметра 7. Однако эти паразитные каналы связи являются не единственными источниками погрешностей и динамический диапазон измерения разности комплексного коэффициента передачи зависит не только от них. Другим источником погрешностей в графике на рисунке 5 (а) являются ветви, по которым сигнал от СВЧ генератора 1 через испытуемый смеситель 4 и тройник 5

попадает в опорный смеситель 6. В этом случае на нелинейный элемент D_2 смесителя 6 приходит сразу три сигнала, два из которых имеют частоту ω_{RF} и один частоту ω_{L0} . Поскольку сигналы с частотой ω_{RF} синхронны и когерентны, они могут интерферировать в нелинейном элементе D_2 , вызывая скачки амплитуды, что приводит к снижению динамического диапазона измерений и увеличению амплитудно-фазовой погрешности. То же самое происходит и в нелинейном элементе D_1 испытуемого смесителя 4, при попадании в него сигнала ω_{RF} одновременно через сигнальный вход RF и гетеродинный вход LO.

С другой стороны, и гетеродинный сигнал с частотой ω_{L0} так же может по паразитным каналам проникать, как через испытуемый смеситель 4, делитель 2 в опорный смеситель 6, так и через опорный смеситель 6, делитель 2 в испытуемый смеситель 4, вызывая в них интерференцию волн и снижая динамический диапазон измерений. С целью выявления наиболее «опасных» ветвей проведем анализ каналов СВЧ-сигналов гетеродина и испытательного генератора, по аналогии, как это было сделано ранее для каналов промежуточной частоты.

Сначала запишем выражения для паразитных связей сигнала с частотой ω_{RF} поступающего от генератора испытательных СВЧ-сигналов 1. Паразитная связь через испытуемый смеситель 4 и тройник 5 от полюса a_1^2 к полюсу b_3^6 имеет следующий вид:

$$S_{31}^{(6541)} = \frac{S_{31}^{(2)} S_{21}^{(RF)} S_{41}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{34}^{(6)}}{1 + K_9}, \quad (31)$$

где:

$$K_9 = S_{RF}' S_{11}^{(2)} + S_{33}^{(2)} S_{11}^{(RF)} + S_{22}^{(RF)} S_{11}^{(4)} + S_{44}^{(4)} S_{11}^{(L0)} + S_{22}^{(L0)} S_{33}^{(5)} + S_{22}^{(5)} S_{11}^{(L0')} + S_{22}^{(L0')} S_{44}^{(6)} + S_{33}^{(6)} S_{D_2}.$$

Аналогично, паразитная связь через испытуемый смеситель 4 и тройник 5 от полюса a_3^6 к полюсу b_1^2 имеет вид:

$$S_{13}^{(1456)} = \frac{S_{43}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(L0)} S_{14}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{13}^{(2)}}{1 + K_{10}}, \quad (32)$$

где:

$$K_{10} = S_{D_2} S_{33}^{(6)} + S_{44}^{(6)} S_{22}^{(L0')} + S_{11}^{(L0')} S_{22}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(L0)} + S_{11}^{(L0)} S_{44}^{(4)} + S_{11}^{(4)} S_{22}^{(RF)} + S_{11}^{(RF)} S_{33}^{(2)} + S_{11}^{(2)} S_{RF}'.$$

Паразитная связь через опорный смеситель 6 и тройник 5 от полюса a_1^2 к полюсу b_3^4 по аналогии с выражением (31) имеет вид:

$$S_{31}^{(4561)} = \frac{S_{21}^{(2)} S_{21}^{(RF')} S_{41}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(L0)} S_{34}^{(4)}}{1 + K_{11}} , \quad (33)$$

где:

$$K_{11} = S'_{RF} S_{11}^{(2)} + S_{22}^{(2)} S_{11}^{(RF')} + S_{22}^{(RF')} S_{11}^{(6)} + S_{44}^{(6)} S_{22}^{(L0')} + S_{11}^{(L0')} S_{22}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(L0)} + S_{11}^{(L0)} S_{44}^{(4)} + S_{33}^{(4)} S_{D_1} .$$

Аналогично, паразитная связь через испытуемый смеситель 4 и тройник 5 от полюса a_3^4 к полюсу b_1^2 выглядит следующим образом:

$$S_{13}^{(1654)} = \frac{S_{43}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{14}^{(6)} S_{12}^{(RF')} S_{12}^{(2)}}{1 + K_{12}} , \quad (34)$$

где:

$$K_{12} = S_{D_1} S_{33}^{(4)} + S_{44}^{(4)} S_{11}^{(L0)} + S_{22}^{(L0)} S_{33}^{(5)} + S_{22}^{(5)} S_{11}^{(L0')} + S_{22}^{(L0')} S_{44}^{(6)} + S_{11}^{(6)} S_{22}^{(RF')} + S_{11}^{(RF')} S_{22}^{(2)} + S_{11}^{(2)} S'_{RF} .$$

Теперь запишем выражения для паразитных связей гетеродинного сигнала, по которому сигнал с частотой ω_{L0} от гетеродина 3 может проникать на сигнальные входы испытуемого 4 и опорного 6 смесителей.

Паразитная связь через смеситель 4 и тройник 2 от полюса a_1^5 к полюсу b_3^6 имеет вид:

$$S_{31}^{(6243)} = \frac{S_{31}^{(5)} S_{12}^{(L0)} S_{14}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{23}^{(2)} S_{21}^{(RF')} S_{31}^{(6)}}{1 + K_{13}} , \quad (35)$$

где:

$$K_{13} = S'_{L0} S_{11}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(L0)} + S_{11}^{(L0)} S_{44}^{(4)} + S_{11}^{(4)} S_{22}^{(RF)} + S_{11}^{(RF)} S_{33}^{(2)} + S_{22}^{(2)} S_{11}^{(RF')} + S_{22}^{(RF')} S_{11}^{(6)} + S_{33}^{(6)} S_{D2} .$$

Аналогично, паразитная связь через смеситель 4 и тройник 2 от полюса a_3^6 к полюсу b_1^5 имеет вид:

$$S_{13}^{(3426)} = \frac{S_{13}^{(6)} S_{12}^{(RF')} S_{32}^{(2)} S_{21}^{(RF)} S_{41}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{13}^{(5)}}{1 + K_{14}} , \quad (36)$$

где:

$$K_{14} = S_{D2} S_{33}^{(6)} + S_{11}^{(6)} S_{22}^{(RF')} + S_{11}^{(RF')} S_{22}^{(2)} + S_{33}^{(2)} S_{11}^{(RF)} + S_{22}^{(RF)} S_{11}^{(4)} + S_{44}^{(4)} S_{11}^{(L0)} + S_{22}^{(L0)} S_{33}^{(5)} + S_{11}^{(5)} S'_{L0} .$$

Паразитная связь через опорный смеситель 6 и тройник 2 от полюса a_1^5 к полюсу b_3^4 имеет вид:

$$S_{31}^{(4263)} = \frac{S_{21}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{14}^{(6)} S_{22}^{(RF')} S_{32}^{(2)} S_{21}^{(RF)} S_{31}^{(4)}}{1 + K_{15}} , \quad (37)$$

где:

$$K_{15} = S'_{L0} S_{11}^{(5)} + S_{22}^{(5)} S_{11}^{(L0')} + S_{22}^{(L0')} S_{44}^{(6)} + S_{11}^{(6)} S_{22}^{(RF')} + S_{11}^{(RF')} S_{22}^{(2)} + S_{33}^{(2)} S_{11}^{(RF)} + S_{22}^{(RF)} S_{11}^{(4)} + S_{33}^{(4)} S_{D1} .$$

Паразитная связь через смеситель 6 и тройник 2 от полюса a_3^4 к полюсу b_1^5 имеет вид:

$$S_{13}^{(3624)} = \frac{S_{21}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{23}^{(2)} S_{21}^{(RF')} S_{41}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{12}^{(5)}}{1 + K_{16}} , \quad (38)$$

где:

$$K_{16} = S_{D1} S_{33}^{(4)} + S_{11}^{(4)} S_{22}^{(RF)} + S_{11}^{(RF)} S_{33}^{(2)} + S_{22}^{(2)} S_{11}^{(RF')} + S_{22}^{(RF')} S_{11}^{(6)} + S_{44}^{(6)} S_{22}^{(L0')} + S_{11}^{(L0')} S_{22}^{(5)} + S_{11}^{(5)} S'_{L0} .$$

Мы получили выражения, описывающие паразитные пути для сигналов с частотой ω_{RF} и ω_{L0} (31) – (38). Общую картину паразитных связей для сигналов с частотой ω_{RF} и ω_{L0} выражает упрощенный график на рисунке 9.

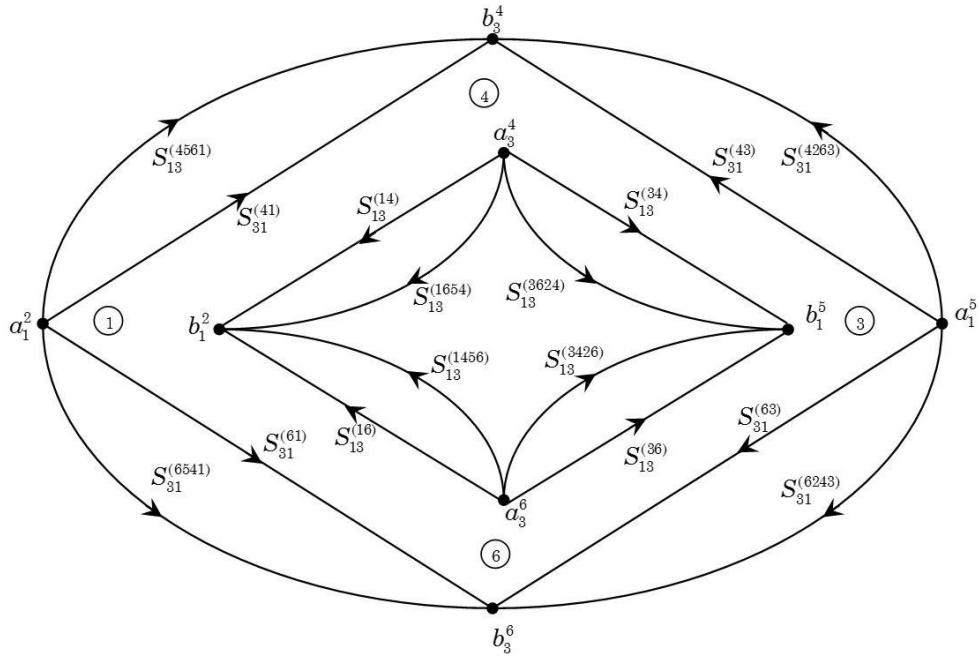


Рисунок 9 – Упрощенный график паразитных связей сигналов от генератора 1 и гетеродина 3 при измерении разности коэффициентов передачи смесителей

Прямыми ветвями на графе обозначены паразитные пути, по которым сигналы от генератора 1 и гетеродина 3 (сечения графа $(a_1^2 - b_1^2)$ и $(a_1^5 - b_1^5)$ соответственно) поступают на нелинейные элементы D_1 и D_2 испытуемого 4 и опорного 6 смесителя (сечения графа $(a_3^4 - b_3^4)$ и $(a_3^6 - b_3^6)$ соответственно), как это и положено при работе схемы на рисунке 4(а).

Дугообразными ветвями обозначены паразитные связи, для которых получены ранее выражения (31) – (38). Выражения для прямых ветвей даны ниже. Передача от генератора испытательных сигналов 1 до нелинейного элемента D_1 испытуемого смесителя 4, т.е. от полюса a_1^2 к полюсу b_3^4 на основании графа на рисунке 5(а) имеет вид:

$$S_{31}^{(41)} = \frac{S_{31}^{(2)} S_{21}^{(\text{RF})} S_{31}^{(4)}}{1 + K_{17}} , \quad (39)$$

где: $K_{17} = S'_{RF} S_{11}^{(2)} + S_{33}^{(2)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(4)} + S_{33}^{(4)} S_{D1}$.

Аналогично для обратного пути от полюса b_3^4 к полюсу a_1^2 :

$$S_{13}^{(14)} = \frac{S_{13}^{(4)} S_{12}^{(\text{RF})} S_{13}^{(2)}}{1 + K_{17}} . \quad (40)$$

Передача от генератора испытательных сигналов 1 до нелинейного элемента D_2 опорного смесителя 6, т.е. от полюса a_1^2 к полюсу b_3^6 имеет вид:

$$S_{31}^{(61)} = \frac{S_{21}^{(2)} S_{21}^{(\text{RF})} S_{31}^{(6)}}{1 + K_{18}} , \quad (41)$$

где: $K_{18} = S'_{RF} S_{11}^{(2)} + S_{22}^{(2)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(6)} + S_{33}^{(6)} S_{D2}$.

Аналогично для обратного пути от полюса a_3^6 к полюсу b_1^2 :

$$S_{13}^{(16)} = \frac{S_{13}^{(6)} S_{12}^{(\text{RF})} S_{12}^{(2)}}{1 + K_{18}} . \quad (42)$$

Передача от гетеродина 3 до нелинейного элемента D_1 испытуемого смесителя 4, т.е. от полюса a_1^5 к полюсу b_3^4 имеет вид:

$$S_{31}^{(43)} = \frac{S_{31}^{(5)} S_{12}^{(\text{L0})} S_{34}^{(4)}}{1 + K_{19}} , \quad (43)$$

где: $K_{19} = S'_{L0} S_{11}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(\text{L0})} + S_{11}^{(\text{L0})} S_{44}^{(4)} + S_{33}^{(4)} S_{D1}$.

Аналогично, обратный путь от полюса a_3^4 к полюсу b_1^5 имеет вид:

$$S_{13}^{(34)} = \frac{S_{43}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{13}^{(5)}}{1 + K_{19}} . \quad (44)$$

Передача от гетеродина 3 до нелинейного элемента D_2 опорного смесителя 6, т.е. от a_1^5 до b_3^6 имеет вид:

$$S_{31}^{(63)} = \frac{S_{21}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{34}^{(6)}}{1 + K_{20}} , \quad (45)$$

где: $K_{20} = S'_{L0} S_{11}^{(5)} + S_{22}^{(5)} S_{11}^{(L0')} + S_{22}^{(L0')} S_{44}^{(6)} + S_{33}^{(6)} S_{D2}$.

Аналогично, обратный путь от a_3^6 до b_1^5 имеет вид:

$$S_{13}^{(36)} = \frac{S_{43}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{12}^{(5)}}{1 + K_{20}} . \quad (46)$$

Проанализируем полученные выражения (31) – (38) и (39) – (46) с помощью графа на рисунке 9. Отметим, что частоты сигналов в сечениях $(a_1^5 - b_1^5)$ и $(a_1^2 - b_1^2)$ различны и совместные математические операции для S-параметров в этих ветвях могут быть корректны лишь в том случае, если учитывать только модули комплексных параметров, но, не учитывая их фазы, потому, что понятие сдвига фаз относится к сигналам одинаковой частоты, а в нашем случае частоты различны. Поэтому в дальнейшем при операциях с S-параметрами, имеющими различные источники с различными частотами, будем использовать символы модуля, т.е. $|S|$. Т.к. проход сигналов по паразитным каналам снижает динамический диапазон всего устройства, независимо от того, какой частоты сигналы идут по паразитным каналам, то в графе на рисунке 9 можно объединить некоторые ветви по правилу, изложенному ранее на рисунке 8. Так, можно записать, что суммарная паразитная передача от полюсов a_1^5, a_1^2 к полюсу b_3^4 равна:

$$|S_{31}^{4\Sigma 31}| = |S_{31}^{4561}| + |S_{31}^{4263}| = \left| \frac{E + EK_{15} + F + FK_{11}}{1 + K_{15} + K_{11} + K_{15}K_{11}} \right| , \quad (47)$$

где: $E = S_{21}^{(2)} S_{21}^{(RF)} S_{41}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(L0)} S_{34}^{(4)}$,

$$F = S_{21}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{14}^{(6)} S_{12}^{(RF)} S_{32}^{(2)} S_{21}^{(RF)} S_{31}^{(4)} .$$

Аналогичным образом, запишем выражение для суммарной паразитной передачи от полюса a_3^4 к полюсам b_1^2 и b_1^5 в виде:

$$\left| S_{13}^{\Sigma 314} \right| = \left| S_{13}^{1654} \right| + \left| S_{13}^{3624} \right| = \left| \frac{G + GK_{16} + H + HK_{12}}{1 + K_{16} + K_{12} + K_{16}K_{12}} \right|, \quad (48)$$

где: $G = S_{43}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{14}^{(6)} S_{12}^{(RF)} S_{12}^{(2)}$;

$$H = S_{13}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{23}^{(2)} S_{21}^{(RF')} S_{41}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{12}^{(5)}.$$

Полученные параметры $S_{31}^{(4\Sigma 31)}$ и $S_{13}^{(\Sigma 314)}$ выражают паразитные связи испытательного сигнала с частотой ω_{RF} и сигнала гетеродина с частотой ω_{L0} , проходящие через испытуемый смеситель 4. Однако, как видно, из графа на рисунке 9, существуют и паразитные связи через опорный смеситель 6. Запишем выражения для этих связей аналогично формулам (47) и (48).

Суммарная паразитная передача от полюсов a_1^2 ; a_1^5 к полюсу b_3^6 имеет вид:

$$\left| S_{31}^{6\Sigma 31} \right| = \left| S_{31}^{6243} \right| + \left| S_{31}^{6541} \right| = \left| \frac{J + JK_9 + M + MK_{13}}{1 + K_9 + K_{13} + K_9K_{13}} \right|, \quad (49)$$

где: $J = S_{31}^{(5)} S_{14}^{(4)} S_{12}^{(L0)} S_{12}^{(RF)} S_{23}^{(2)} S_{21}^{(RF')} S_{31}^{(6)}$;

$$M = S_{31}^{(2)} S_{21}^{(RF)} S_{41}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{34}^{(6)}.$$

Аналогичным образом запишем выражения для суммарной паразитной передачи от полюса a_3^6 к полюсам $b_1^2; b_1^5$:

$$\left| S_{31}^{\Sigma 316} \right| = \left| S_{13}^{3426} \right| + \left| S_{13}^{1456} \right| = \left| \frac{P + PK_{10} + Q + QK_{14}}{1 + K_{10} + K_{14} + K_{10}K_{14}} \right|, \quad (50)$$

где: $P = S_{13}^{(6)} S_{12}^{(RF')} S_{32}^{(2)} S_{21}^{(RF)} S_{41}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{13}^{(5)}$;

$$Q = S_{43}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(L0)} S_{14}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{13}^{(2)}.$$

Полученные выражения (49) и (50) описывают паразитные связи испытательного сигнала и сигнала гетеродина, которые проходят через опорный смеситель 6. На основании того, что выражения (47) – (50) описывают только амплитуды сигналов, их можно складывать. Учитывая, что динамический диапазон всей измерительной схемы на рисунке 4(а), исходя из графа на рисунке 9, зависит одинаково от паразитных связей через опорный смеситель 4 и испытуемый смеситель 6, можно просуммировать параметры $S_{31}^{(4\Sigma 31)}$ и $S_{31}^{(6\Sigma 31)}$, а также параметры $S_{13}^{(\Sigma 314)}$ и $S_{13}^{(\Sigma 316)}$. Таким образом получим:

$$|S_{31}^{\Sigma}| = |S_{31}^{(4\Sigma 31)}| + |S_{31}^{(6\Sigma 31)}| = \left| \left\{ \frac{[E + EK_{15} + F + FK_{11}(1 + K_9 + K_{13} + K_9 K_{13})] + \dots}{(1 + K_{15} + K_{11} + K_{15} K_{11})(1 + K_9 + K_{13} + K_9 K_{13})} \right\} \times \right. \\ \left. \times \left\{ \dots + [J + JK_9 + M + MK_{13}(1 + K_{15} + K_{11} + K_{15} K_{11})] \right\} \dots \right\}, \quad (51)$$

$$|S_{13}^{\Sigma}| = |S_{13}^{(\Sigma 314)}| + |S_{13}^{(\Sigma 316)}| = \left| \left\{ \frac{[G + GK_{16} + H + HK_{12}(1 + K_{10} + K_{14} + K_{10} K_{14})] + \dots}{(1 + K_{16} + K_{12} + K_{16} K_{12})(1 + K_{10} + K_{14} + K_{10} K_{14})} \right\} \times \right. \\ \left. \times \left\{ \dots + [P + PK_{10} + Q + QK_{14}(1 + K_{16} + K_{12} + K_{16} K_{12})] \right\} \dots \right\}. \quad (52)$$

Полученные выражения (51) и (52) определяют динамический диапазон измерений схемы на рисунке 4(а). Поскольку эти выражения описывают паразитные пути прохода сигналов, то очевидно, что нижняя граница динамического диапазона измерений не может быть меньше значения коэффициентов S_{31}^{Σ} и S_{13}^{Σ} . По своей сути выражения (51) и (52) схожи с ранее полученными выражениями (22) и (23). Проанализируем полученные выражения (51) и (52) на предмет уменьшения их значений. Анализ будем проводить аналогично с тем, как это было сделано с выражениями (22) и (23). В знаменатели выражений (51) и (52) входят параметры $K_{11}, K_{12}, K_{15}, K_{16}$. Эти параметры выражают рассогласование между трактами, поэтому их априори необходимо делать как можно меньшим. Рассмотрим параметры E, F, J, M, G, H, P и Q . Эти параметры выражают прямые и обратные передачи паразитных каналов и, снижая их значения, можно увеличить динамический диапазон измерений. Однако часть коэффициентов, входящих в эти параметры, входит также в параметры $S_{31}^{(41)}; S_{13}^{(14)}; S_{31}^{(61)}; S_{13}^{(16)}; S_{31}^{(43)}; S_{13}^{(34)}; S_{31}^{(63)}; S_{13}^{(36)}$, которые нельзя уменьшать, потому, что они напрямую определяют передачу полезных сигналов от генератора 1 и гетеродина 3 к нелинейным элементам D_1 и D_2 и чем выше значение этих параметров, тем лучше. Поэтому для увеличения динамического диапазона измерений в выражениях (51) и (52) необходимо уменьшать значение тех параметров, которые не входят в формулы (39) – (46). Выпишем передачи, которые входят одновременно в выражения (39) – (46) и (47) – (50), а, следовательно, и в выражения (51) и (52):

$$S_{31}^{(2)}; S_{13}^{(\text{RF})}; S_{31}^{(4)}; S_{13}^{(4)}; S_{12}^{(\text{RF})}; S_{13}^{(2)}; S_{21}^{(2)}; S_{21}^{(\text{RF})}; S_{31}^{(6)}; S_{13}^{(6)}; S_{12}^{(\text{RF})}; S_{12}^{(2)}; S_{31}^{(5)}; S_{12}^{(\text{L0})}; S_{34}^{(4)}; S_{43}^{(4)}; S_{21}^{(\text{L0})}; S_{13}^{(5)}; S_{21}^{(5)}; \\ S_{21}^{(\text{L0}')}; S_{34}^{(6)}; S_{43}^{(6)}; S_{12}^{(\text{L0}')}; S_{12}^{(5)}$$

Таким образом, остаются следующие параметры, которые можно уменьшать для увеличения динамического диапазона: $S_{41}^{(6)}; S_{32}^{(5)}; S_{14}^{(6)}; S_{32}^{(2)}; S_{23}^{(5)}; S_{14}^{(4)}; S_{23}^{(2)}; S_{41}^{(4)}$. Сопоставим

эти параметры по их принадлежности к элементам на рисунке 4(а) и ориентированном графе, изображенном на рисунке 5(а).

Испытуемый смеситель 4: $S_{14}^{(4)}; S_{41}^{(4)}$

Опорный смеситель 6: $S_{14}^{(6)}; S_{41}^{(6)}$

Делитель 5: $S_{32}^{(5)}; S_{23}^{(5)}$

Делитель 2: $S_{32}^{(2)}; S_{23}^{(2)}$

Проанализируем полученные результаты. Параметры, относящиеся к тройникам 5 и 2 – это развязки, которые уже были получены нами ранее. Однако теперь через развязки протекают сигналы СВЧ. Поэтому полученный результат показывает, что тройники 2 и 5 должны обеспечивать высокий коэффициент развязки не только на ПЧ, но и на СВЧ, т.е. фактически во всем рабочем диапазоне частот. Параметры, относящиеся к испытуемому смесителю 4, в общем случае нам не известны и могут быть какими угодно, поэтому будем далее рассматривать наихудший случай, когда $S_{14}^{(4)} = S_{41}^{(4)} = 1$, т.е. когда развязка между гетеродином и сигнальным входом испытуемого смесителя отсутствует. Таким образом, из восьми параметров, влияющих на динамический диапазон, которые мы получили, изначально остается только шесть. Теперь это параметры: $S_{41}^{(6)}; S_{14}^{(6)}; S_{32}^{(5)}; S_{23}^{(5)}; S_{32}^{(2)}; S_{23}^{(2)}$. Перепишем коэффициенты E, F, G, H, J, M, P, Q в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} E &= K_E S_{41}^{(6)} S_{32}^{(5)} \\ F &= K_F S_{14}^{(6)} S_{32}^{(2)} \\ G &= K_G S_{23}^{(5)} S_{14}^{(6)} \\ H &= K_H S_{32}^{(2)} S_{41}^{(6)} \\ J &= K_J S_{14}^{(4)} S_{23}^{(2)} = K_J S_{23}^{(2)} \\ M &= K_M S_{41}^{(4)} S_{23}^{(5)} = K_M S_{23}^{(5)} \\ P &= K_P S_{32}^{(2)} S_{41}^{(4)} = K_P S_{32}^{(2)} \\ Q &= K_Q S_{32}^{(5)} S_{14}^{(4)} = K_Q S_{32}^{(5)} \end{aligned} \right\} \left(\begin{array}{l} T.k. S_{14}^{(4)} = S_{41}^{(4)} = 1 \\ \end{array} \right) \quad (53)$$

где: K_x – это сокращенная запись для оставшихся коэффициентов в ранее полученных формулах (47) – (50)

Рассмотрим самый неблагоприятный случай для развязок (и самый лучший для измерений), когда: $K_E = K_F = K_G = K_H = K_J = K_M = K_P = K_Q = 1$. С учетом этого и (53) выражения для развязок (51) и (52) можно записать в следующем виде:

$$|S_{31}^{\Sigma}| = \left| \left\{ \frac{\left[S_{41}^{(6)} S_{32}^{(5)} + S_{41}^{(6)} S_{32}^{(5)} K_{15} + S_{14}^{(6)} S_{32}^{(2)} + S_{14}^{(6)} S_{32}^{(2)} K_{11} \right] Z_1 + \dots}{Z_1 + Z_2} \right\} \times \right. \\ \left. \times \left\{ \frac{\dots + \left[S_{23}^{(2)} S_{23}^{(2)} K_9 + S_{23}^{(5)} + S_{23}^{(5)} K_{13} \right] Z_2}{\dots} \right\}, \right| \quad (54)$$

где: $Z_1 = 1 + K_9 + K_{13} + K_9 K_{13}$;

$Z_2 = 1 + K_{15} + K_{11} + K_{15} K_{11}$;

$$|S_{13}^{\Sigma}| = \left| \left\{ \frac{\left[S_{23}^{(5)} S_{14}^{(6)} + S_{23}^{(5)} S_{14}^{(6)} K_{16} + S_{23}^{(2)} S_{41}^{(6)} + S_{23}^{(2)} S_{41}^{(6)} K_{12} \right] Z_3 + \dots}{Z_3 + Z_4} \right\} \times \right. \\ \left. \times \left\{ \frac{\dots + \left[S_{32}^{(2)} + S_{32}^{(2)} K_{10} + S_{32}^{(5)} + S_{32}^{(5)} K_{14} \right] Z_4}{\dots} \right\}, \right| \quad (56)$$

где: $Z_3 = 1 + K_{10} + K_{14} + K_{10} K_{14}$;

$Z_4 = 1 + K_{16} + K_{12} + K_{16} K_{12}$.

Оценим порядок величин коэффициентов $K_9, K_{10}, K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}$. Они состоят из восьми однотипных слагаемых – произведений коэффициентов отражений. Аналогично, как это было сделано ранее для оценочных вычислений можно записать, что для $K_9 \div K_{16}$:

$$K_x = 8 \cdot \Gamma^2$$

где: Γ – коэффициент отражения.

При $\Gamma=0,09$, что соответствует КСВН=1,2 $K_x \approx 0,06$. Отсюда можно записать, что для выражений (54) – (56):

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = 1 + 2K_x + K_x^2 = 1,124$$

Примем следующие значения развязок для тройников 5 и 2:

$$S_{32}^{(5)} = S_{23}^{(5)} = S_{32}^{(2)} = S_{23}^{(2)} = 0,1 \text{ или «минус» } 20 \text{ дБ}$$

$$S_{14}^{(6)} = S_{41}^{(6)} = 0,32 \text{ или «минус» } 10 \text{ дБ}$$

Тогда по формулам (54) и (56) получаем следующие величины паразитных связей:

$$|S_{31}^{\Sigma}| = |S_{13}^{\Sigma}| = 0,14 \text{ или «минус» } 17,1 \text{ дБ}$$

Проанализируем результаты. Ранее нами были получены выражения (27) и (28), которые описывают паразитные связи на промежуточной частоте. Выражения (54) и (56) описывают паразитные связи на СВЧ. На динамический диапазон

измерений влияют и паразитные связи на ПЧ, и паразитные связи на СВЧ. Поэтому их общий вклад может быть сформулирован следующим образом:

$$S_{\Delta} = \alpha S_{12}^{(77)} + \beta |S_{31}^{\Sigma}|, \quad (57)$$

$$S'_{\Delta} = \alpha S_{21}^{(77)} + \beta |S_{13}^{\Sigma}|, \quad (58)$$

где: S_{Δ} и S'_{Δ} – общие прямые и обратные паразитные пути;

α и β – коэффициенты пропорциональности, показывающие вклад параметров $S_{12}^{(77)}; S_{31}^{\Sigma}; S_{21}^{(77)}; S_{13}^{\Sigma}$ в динамический диапазон всего устройства.

В самом простейшем случае положим, что $\alpha=\beta=1$, что означает, что паразитные каналы по ПЧ влияют на динамический диапазон с той же степенью, что и паразитные каналы СВЧ. Конкретные значения параметров α и β могут быть определены только экспериментально.

Оценим динамический диапазон измерения разности комплексных коэффициентов передачи испытуемого 4 и опорного 6 смесителей с помощью схемы на рисунке 4(а), подставляя ранее полученные значения коэффициентов $S_{12}^{(77)}; S_{31}^{\Sigma}; S_{21}^{(77)}; S_{13}^{\Sigma}$ в выражениях (57) и (58):

$$S_{\Delta} = S'_{\Delta} = 0,146 \text{ или «минус» } 16,7 \text{ дБ}$$

1.2.2 АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ В СХЕМЕ ИЗМЕРЕНИЯ СУММЫ ПАРАМЕТРОВ ДВУХ НЕЛИНЕЙНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

Перейдем к анализу графа на рисунке 5(б). Коэффициент передачи от генератора промежуточных частот 8, вырабатывающего сигнал с частотой ω_{IF} до входного порта 2 ($a_2^7 - b_2^7$) векторного вольтметра 7 описывается уравнением:

$$S_{21}^{(78)} = \frac{S_{21}^{(9)} \cdot S_{21}^{(IF^*)}}{1 + K_{21}}, \quad (59)$$

$$\text{где } K_{21} = S'_{IF} S_{11}^{(9)} + S_{22}^{(9)} S_{11}^{(IF^*)} + S_{22}^{(IF^*)} S_{22}^{(7)}.$$

Аналогичным образом, коэффициент передачи от генератора 8 до первого порта ($a_1^7 - b_1^7$) векторного вольтметра 7 описывается выражением (знак модуля применен аналогично выражению (47), потому что на пути есть преобразование частоты):

$$|S_{11}^{(78)}| = \left| \frac{S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{32}^{(6)} S_{D2} S_{13}^{(6)} S_{21}^{(\text{RF})} S_{31}^{(4)} S_{D1} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF})}}{1 + K_{22}} \right|, \quad (60)$$

где:

$$K_{22} = S'_{IF} S_{11}^{(9)} + S_{33}^{(9)} S_{22}^{(\text{IF})} + S_{11}^{(\text{IF})} S_{22}^{(6)} + S_{33}^{(6)} S_{D2} + \\ + S_{11}^{(6)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(4)} + S_{D1} S_{33}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(\text{IF})} + S_{22}^{(\text{IF})} S_{11}^{(7)}.$$

Очевидно, что процесс измерения суммы комплексных коэффициентов передачи смесителей, изображенный на рисунке 5(а) и 4(б), принципиально отличается от процесса измерения разности коэффициентов передачи. Основное отличие заключается в том, что входной сигнал одного из смесителей лежит в диапазоне сверхвысокой частоты (испытуемый смеситель 4 в нашем случае), а у другого смесителя (опорный смеситель 6), входной сигнал лежит в диапазоне промежуточной частоты. При этом необходимо особенно подчеркнуть следующее. Системы уравнений (9) и (10) предполагают, что для их корректного решения один из смесителей должен обладать свойством взаимности. Согласно [85] многополюсник называется взаимным в том случае, если его матрица рассеяния симметрична, т.е. когда соблюдается условие $|S_{ij}| = |S_{ji}|$. Для смесителя под «взаимностью» понимаются одинаковые потери преобразования, и истинный сдвиг фаз при преобразовании из СВЧ в ПЧ и при преобразовании из ПЧ в СВЧ. Помимо мощности гетеродина 3 (которая определяет рабочую точку смесителей), потери преобразования и истинный сдвиг фаз определяются, в основном параметрами $S_{31}^{(4)}; S_{13}^{(4)}; S_{D1}; S_{23}^{(4)}; S_{32}^{(4)}$ у испытуемого смесителя, а также параметрами $S_{31}^{(6)}; S_{13}^{(6)}; S_{D2}; S_{23}^{(6)}; S_{32}^{(6)}$ у опорного смесителя. Параметры испытуемого смесителя в общем случае обычно неизвестны. По этой причине наиболее практично предъявлять требование взаимности к опорному смесителю 6. Этим и определяется причина подключения к нему тройника 9 на рисунке 5(б).

Ранее было установлено, что при измерении разности комплексных коэффициентов передачи смесителей одним из факторов, снижающих динамический диапазон измерений является проход сигналов промежуточной частоты через паразитные связи измерительной схемы от первого порта векторного вольтметра до его второго порта, либо наоборот. Однако при этом необходимо отметить, что амплитуда этих паразитных сигналов зависит от коэффициентов отражения $S_{11}^{(7)}$ и $S_{22}^{(7)}$ портов векторного вольтметра. Поскольку векторный вольтметр работает на

относительно низкой промежуточной частоте, его порты могут быть достаточно хорошо согласованы и параметры $S_{11}^{(7)}$ и $S_{22}^{(7)}$ могут быть сведены к минимуму. Паразитные связи испытательных СВЧ-сигналов и гетеродина также оказывают влияние на динамический диапазон. Однако, все эти негативные факторы косвенно влияют на динамический диапазон измерений, и поэтому в выражения (57) и (58) введены дополнительные коэффициенты α и β , которые выражают степень влияния паразитных связей на динамический диапазон. В случае измерения суммы комплексных коэффициентов передачи двух смесителей, также существуют паразитные связи, которые оказывают негативное действие на динамический диапазон измерений. Рассмотрим эти связи.

Поскольку частоты сигналов на портах векторного вольтметра 7 и сигналов генератора промежуточных частот 8 одинаковы и эти сигналы когерентны, особую опасность представляют пути, по которым сигнал от генератора промежуточных частот 8 может пройти в обход преобразования частоты в смесителе, напрямую в первый порт векторного вольтметра 7. Из графа на рисунке 5(б) видно, что существует два направления таких путей. Первое – через тройник 5 и второе – через соединительный тракт RF.

Запишем выражения для первого направления. Паразитный путь через тройник 5, по которому сигнал от генератора промежуточных частот 8 может пройти в порт 1 векторного вольтметра 7, минуя прямое и обратное преобразование частоты в опорном и испытуемом 4 смесителях, от сечения $(a_1^9 - b_1^9)$ к сечению $(a_1^7 - b_1^7)$ имеет вид:

$$S_{11}^{(758)} = \frac{S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{42}^{(6)} S_{12}^{(\text{L}0')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(\text{L}0)} S_{24}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF})}}{1 + K_{23}}, \quad (61)$$

где:

$$K_{23} = S'_{IF} S_{11}^{(9)} + S_{33}^{(9)} S_{22}^{(\text{IF})} + S_{11}^{(\text{IF})} S_{22}^{(6)} + S_{44}^{(6)} S_{22}^{(\text{L}0')} + S_{11}^{(\text{L}0')} S_{22}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(\text{L}0)} + S_{11}^{(\text{L}0)} S_{44}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(\text{IF})} + S_{22}^{(\text{IF})} S_{11}^{(7)}.$$

Аналогично выражение для обратного пути от полюса b_1^7 до полюса b_1^9 имеет вид:

$$S_{11}^{(857)} = \frac{S_{12}^{(\text{IF})} S_{42}^{(4)} S_{21}^{(\text{L}0)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(\text{L}0')} S_{24}^{(6)} S_{21}^{(\text{IF})} S_{13}^{(9)}}{1 + K_{23}}. \quad (62)$$

Теперь запишем выражения для второго направления паразитных сигналов. Паразитный путь через соединительный тракт RF, по которому сигнал от генератора промежуточных частот 8, через смеситель 6 и 4 может пройти к первому порту

векторного вольтметра 7 имеет вид:

$$S_{11}^{(7\text{RF}8)} = \frac{S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{12}^{(6)} S_{21}^{(\text{RF})} S_{21}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF})}}{1 + K_{24}}, \quad (63)$$

где: $K_{24} = S'_{IF} S_{11}^{(9)} + S_{33}^{(9)} S_{22}^{(\text{IF})} + S_{11}^{(\text{IF})} S_{22}^{(6)} + S_{11}^{(6)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(\text{IF})} + S_{22}^{(\text{IF})} S_{11}^{(7)}$.

Аналогично выражение для обратного пути примет вид:

$$S_{11}^{(8\text{RF}7)} = \frac{S_{12}^{(\text{IF})} S_{12}^{(4)} S_{12}^{(\text{RF})} S_{21}^{(6)} S_{21}^{(\text{IF})} S_{13}^{(9)}}{1 + K_{24}}. \quad (64)$$

Полученные выражения (61) – (64) описывают наиболее явные пути прохода сигналов промежуточной частоты, минуя процесс преобразования частоты в графе на рисунке 5(б).

Известно, [9] что при гетеродинном преобразовании частоты в спектрах сигналов, протекающих через нелинейный элемент смесителя содержится бесконечное количество комбинационных частот, возникающих в том числе и в результате вторичного преобразования. Поэтому естественно, что при отсутствии фильтрующих цепей в результате преобразования частоты на полюсах a_3^6 и a_3^4 графа на рисунке 5(а) будет действовать несколько сигналов с разными частотами. И очевидно, что частота одного из этих сигналов будет равна частоте генератора 8, т.е. ω_{IF} . С выхода нелинейных элементов D_1 и D_2 сигналы с этой частотой могут через пути $S_{13}^{(6)}; S_{43}^{(6)}; S_{31}^{(4)}; S_{34}^{(4)}; S_{23}^{(4)}$ поступать на порт 1 векторного вольтметра 7, вызывая тем самым погрешности. Поэтому для получения наиболее полного выражения, описывающего динамический диапазон измерений графа на рисунке 5(б) необходимо рассмотреть и эти неявные пути.

Паразитный путь сигнала промежуточной частоты через нелинейный элемент D_2 опорного смесителя 6, через тракт RF и паразитный канал $S_{21}^{(4)}$ испытуемого смесителя 4 до первого порта векторного вольтметра имеет вид:

$$S_{11}^{(74\text{RFD}_28)} = \frac{S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{32}^{(6)} S_{D2} S_{13}^{(6)} S_{21}^{(\text{RF})} S_{21}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF})}}{1 + K_{25}}, \quad (65)$$

где:

$$K_{25} = S'_{IF} S_{11}^{(9)} + S_{33}^{(9)} S_{22}^{(\text{IF})} + S_{11}^{(\text{IF})} S_{22}^{(6)} + S_{33}^{(6)} S_{D2} + S_{11}^{(6)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(\text{IF})} + S_{22}^{(\text{IF})} S_{11}^{(7)}.$$

Аналогичным образом выражение для обратного пути примет вид:

$$S_{11}^{(8D_2\text{RF}47)} = \frac{S_{12}^{(\text{IF})} S_{12}^{(4)} S_{12}^{(\text{RF})} S_{31}^{(6)} S_{D2} S_{23}^{(6)} S_{21}^{(\text{IF})} S_{13}^{(9)}}{1 + K_{25}}. \quad (66)$$

Паразитный путь сигнала промежуточной частоты через нелинейный элемент D_2 опорного смесителя 6, через тройник 5 и паразитный канал $S_{24}^{(4)}$ испытуемого смесителя 4 до первого порта векторного вольтметра имеет вид:

$$S_{11}^{(745D_28)} = \frac{S_{31}^{(9)} S_{12}^{(IF)} S_{32}^{(6)} S_{D2}^{(6)} S_{43}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(L0)} S_{24}^{(4)} S_{21}^{(IF')}}{1 + K_{26}}, \quad (67)$$

где:

$$K_{26} = S_{11}^{(9)} S'_{IF} + S_{33}^{(9)} S_{22}^{(IF)} + S_{11}^{(IF)} S_{22}^{(6)} + S_{33}^{(6)} S_{D2}^{(6)} + S_{22}^{(L0')} S_{44}^{(6)} + S_{11}^{(L0')} S_{22}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(L0)} + S_{11}^{(L0)} S_{44}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(IF')} + S_{22}^{(IF')} S_{11}^{(7)}.$$

Аналогично обратный путь имеет вид:

$$S_{11}^{(8D_2547)} = \frac{S_{12}^{(IF)} S_{42}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{34}^{(6)} S_{D2}^{(6)} S_{23}^{(6)} S_{21}^{(IF)} S_{13}^{(9)}}{1 + K_{26}} \quad (68)$$

Теперь запишем выражения для паразитных путей сигналов промежуточной частоты, лежащих через нелинейный элемент D_1 испытуемого смесителя 4. Паразитный путь сигнала промежуточной частоты ω_{IF} через паразитный канал опорного смесителя $S_{12}^{(6)}$, СВЧ-тракт RF и нелинейный элемент D_1 имеет вид:

$$S_{11}^{(7D_1RF68)} = \frac{S_{31}^{(9)} S_{12}^{(IF)} S_{12}^{(6)} S_{21}^{(RF)} S_{31}^{(4)} S_{D1}^{(4)} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(IF')}}{1 + K_{27}}, \quad (69)$$

где:

$$K_{27} = S'_{IF} S_{11}^{(9)} + S_{33}^{(9)} S_{22}^{(IF)} + S_{11}^{(IF)} S_{22}^{(6)} + S_{11}^{(6)} S_{11}^{(RF)} + S_{22}^{(RF)} S_{11}^{(4)} + S_{D1}^{(4)} S_{33}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(IF')} + S_{22}^{(IF')} S_{11}^{(7)}.$$

Обратный путь соответственно имеет вид:

$$S_{11}^{(86RFD_17)} = \frac{S_{12}^{(IF)} S_{32}^{(4)} S_{D1}^{(4)} S_{13}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{21}^{(6)} S_{21}^{(IF)} S_{13}^{(9)}}{1 + K_{27}}. \quad (70)$$

Аналогично этому паразитный путь сигнала промежуточной частоты через нелинейный элемент D_1 испытуемого смесителя 4, лежащий через тройник 5 и паразитные каналы опорного смесителя 6 имеет вид:

$$S_{11}^{(7D_1568)} = \frac{S_{31}^{(9)} S_{12}^{(IF)} S_{42}^{(6)} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(L0)} S_{34}^{(4)} S_{D1}^{(4)} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(IF')}}{1 + K_{28}}, \quad (71)$$

где:

$$K_{28} = S'_{IF} S_{11}^{(9)} + S_{33}^{(9)} S_{22}^{(IF)} + S_{11}^{(IF)} S_{22}^{(6)} + S_{44}^{(6)} S_{22}^{(L0')} + S_{11}^{(L0')} S_{22}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(L0)} + S_{11}^{(L0)} S_{44}^{(4)} + S_{D1}^{(4)} S_{33}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(IF')} + S_{22}^{(IF')} S_{11}^{(7)}.$$

Обратный путь примет вид:

$$S_{11}^{(865D_17)} = \frac{S_{12}^{(IF)} S_{32}^{(4)} S_{D1} S_{43}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{24}^{(6)} S_{21}^{(IF)} S_{13}^{(9)}}{1 + K_{28}}. \quad (72)$$

Кроме паразитных путей (65) – (72), лежащих через один нелинейный элемент D_1 , либо D_2 , очевидно, что сигналы промежуточной частоты от генератора 8 могут проходить одновременно через нелинейные элементы D_1 и D_2 , при этом не подвергаясь преобразованию частоты. Таких путей в графе на рисунке 5(б) два (и два обратных). Один из них – это ранее полученный нами в выражении (60) путь $S_{11}^{(78)}$. Его обратный аналог имеет вид:

$$|S_{11}^{(87)}| = \left| \frac{S_{12}^{(IF)} S_{32}^{(4)} S_{D1} S_{13}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{31}^{(6)} S_{D2} S_{23}^{(6)} S_{21}^{(IF)} S_{13}^{(9)}}{1 + K_{22}} \right|. \quad (73)$$

Другой паразитный путь, лежащий через одновременно два нелинейных элемента D_1 и D_2 , проходит через тройник 5 и имеет вид:

$$S_{11}^{(74568)} = \frac{S_{31}^{(9)} S_{12}^{(IF)} S_{32}^{(6)} S_{D2} S_{43}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(L0)} S_{34}^{(4)} S_{D1} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(IF)}}{1 + K_{29}}, \quad (74)$$

где:

$$K_{29} = S'_{IF} S_{11}^{(9)} + S_{33}^{(9)} S_{22}^{(IF)} + S_{11}^{(IF)} S_{22}^{(6)} + S_{D2} S_{33}^{(6)} + S_{44}^{(6)} S_{22}^{(L0')} + S_{11}^{(L0')} S_{22}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(L0)} + S_{11}^{(L0)} S_{44}^{(4)} + S_{D1} S_{33}^{(4)} + S_{22}^{(4)} S_{11}^{(IF)} + S_{22}^{(IF)} S_{11}^{(7)}.$$

Аналогично обратный путь имеет вид:

$$S_{11}^{(86547)} = \frac{S_{12}^{(IF)} S_{32}^{(4)} S_{D1} S_{43}^{(4)} S_{21}^{(L0)} S_{23}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{34}^{(6)} S_{D2} S_{23}^{(6)} S_{21}^{(IF)} S_{13}^{(9)}}{1 + K_{29}} \quad (75)$$

Полученные выражения (60) – (75) описывают все возможные паразитные пути прохода сигналов промежуточной частоты ω_{IF} от генератора промежуточных частот 8 к первому порту векторного вольтметра 7, в обход прямого и обратного преобразования частоты в опорном 6 и испытуемом 4 смесителях.

Все эти паразитные связи могут быть сведены в один общий график, аналогично тому, как это было сделано на рисунках 8 и 9. Такой график изображен на рисунке 10:

Проанализируем график на рисунке 10. Наиболее интересным в нем являются пути $S_{11}^{(78)}$ и $S_{11}^{(87)}$. Эти пути являются одновременно паразитными и по ним также протекает и полезный сигнал. Однако паразитный и полезный сигналы при этом лежат в разных диапазонах частот. В случае работы испытуемого смесителя в режиме преобразования вниз промежуточная частота обычно лежит в диапазоне с верхней

границей в сотни мегагерц. При этом частота входного сигнала и сигнала гетеродина обычно лежит в диапазоне СВЧ. В таком случае можно уменьшить влияние паразитных путей $S_{11}^{(78)}$ и $S_{11}^{(87)}$ на промежуточной частоте, применяя фильтры высоких частот в отдельных каналах этих путей. В случае же когда испытуемый смеситель работает в режиме преобразования вверх, как частот входного сигнала и гетеродина, так и промежуточная частота могут лежать в диапазоне СВЧ и тогда применение фильтров высоких частот в цепях $S_{11}^{(78)}$ и $S_{11}^{(87)}$ теряет смысл. В этом случае необходимо применять полосно-пропускающий фильтр, настроенный на частоту входного сигнала испытуемого смесителя 8. Сильную частотную зависимость параметров $S_{11}^{(78)}$ и $S_{11}^{(87)}$ следует особенно учитывать при анализе графа на рисунке 10.

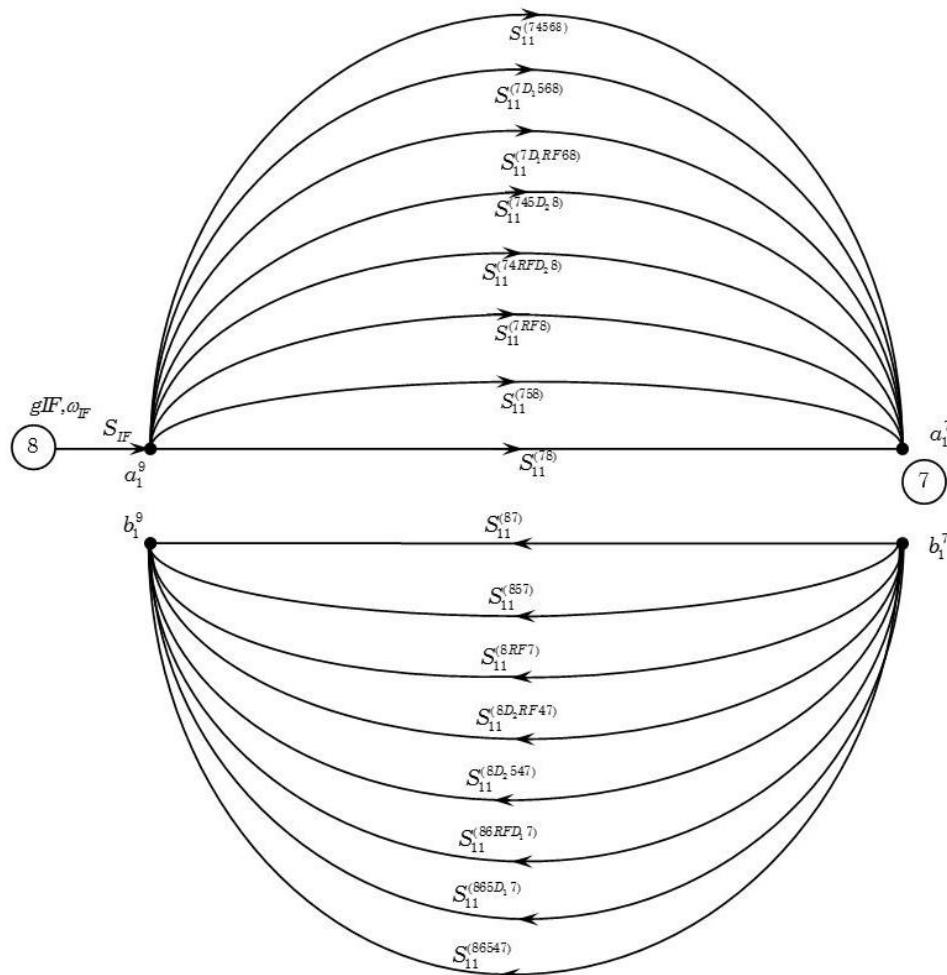


Рисунок 10 – Упрощенный график паразитных связей на промежуточной частоте от генератора 8 до векторного вольтметра, при измерении суммы коэффициентов передачи двух смесителей

По правилу, ранее примененному к графу на рисунке 8, просуммируем ветви графа на рисунке 10, выходящие только из полюса a_1^9 в полюс a_1^7 . Получим следующие выражения:

$$S_{11}^{(\Sigma 79)} = S_{11}^{(78)} + S_{11}^{(758)} + S_{11}^{(7\text{RF}8)} + S_{11}^{(74\text{RF}D_28)} + S_{11}^{(745D_28)} + S_{11}^{(7D_1\text{RF}68)} + S_{11}^{(7D_1568)} + S_{11}^{(74568)} = \\ = \frac{N_1}{1+K_{22}} + \frac{N_2}{1+K_{23}} + \frac{N_3}{1+K_{24}} + \frac{N_4}{1+K_{25}} + \frac{N_5}{1+K_{26}} + \frac{N_6}{1+K_{27}} + \frac{N_7}{1+K_{28}} + \frac{N_8}{1+K_{29}}, \quad (76)$$

где:

$$\left. \begin{aligned} N_1 &= S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{32}^{(6)} S_{D2} S_{13}^{(6)} S_{21}^{(\text{RF})} S_{31}^{(4)} S_{D1} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF})} \\ N_2 &= S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{42}^{(6)} S_{12}^{(\text{LO}')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(\text{LO})} S_{24}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF}')} \\ N_3 &= S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{12}^{(6)} S_{21}^{(\text{RF})} S_{21}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF}')} \\ N_4 &= S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{32}^{(6)} S_{D2} S_{13}^{(6)} S_{21}^{(\text{RF})} S_{21}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF}')} \\ N_5 &= S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{32}^{(6)} S_{D2} S_{43}^{(6)} S_{12}^{(\text{LO}')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(\text{LO})} S_{24}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF}')} \\ N_6 &= S_{31}^{(4)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{12}^{(6)} S_{21}^{(\text{RF})} S_{31}^{(4)} S_{D1} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF}')} \\ N_7 &= S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{42}^{(6)} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(\text{LO})} S_{34}^{(4)} S_{D1} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF}')} \\ N_8 &= S_{31}^{(9)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{32}^{(6)} S_{D2} S_{43}^{(6)} S_{12}^{(\text{LO}')} S_{32}^{(5)} S_{12}^{(\text{LO})} S_{34}^{(4)} S_{D1} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(\text{IF}')} \end{aligned} \right\} \quad (78)$$

Обратим внимание на то, что в отличие от выражения (60), в выражении (76) не использован знак модуля при записи пути $S_{11}^{(78)}$. Это сделано потому, что в данном случае не предполагается, что на этом пути происходит преобразование частоты. Проанализируем систему параметров (78). Параметры $N_2 - N_8$ выражают полностью паразитные пути. Параметр N_1 выражает в зависимости от частоты либо полезный путь, либо паразитный. Однако параметр N_1 является не единственным полезным путем, в который входят коэффициенты параметров $N_2 - N_8$. Из графа на рисунке 5(б) видно, что по части паразитных путей, характеризуемых параметрами $N_2 - N_8$ текут еще и полезные сигналы, поступающие от гетеродина. Эти пути были найдены нами ранее в выражениях (43) – (46), и они состоят из следующих параметров:

$$S_{31}^{(5)}; S_{12}^{(\text{LO})}; S_{34}^{(4)}; S_{43}^{(4)}; S_{21}^{(\text{LO})}; S_{13}^{(5)}; S_{21}^{(5)}; S_{21}^{(\text{LO}')}; S_{34}^{(6)}; S_{43}^{(6)}; S_{12}^{(\text{LO}')}; S_{12}^{(5)}$$

Выпишем из выражений для $N_2 - N_8$ те S-параметры, которые не входят в N_1 и в выражения (43) – (46), т.е. в коэффициенты передачи гетеродинных каналов. Этим условиям соответствуют параметры $S_{42}^{(6)}; S_{32}^{(5)}; S_{12}^{(6)}; S_{21}^{(4)}; S_{24}^{(4)}$. Таким образом, эти параметры можно уменьшать, не влияя на N_1 и тем самым не снижая динамический

диапазон измерений за счет уменьшения $S_{11}^{(78)}$. Рассмотрим составляющие $S_{11}^{(78)}$ и N_1 , которые возможно сделать частотно-избирательными, чтобы уменьшить $S_{11}^{(78)}$ на промежуточной частоте. Параметры $S_{31}^{(4)}$, $S_{23}^{(4)}$ и S_{D1} , как впрочем и все параметры с верхним индексом «4», относятся к испытуемому смесителю; они в общем случае не известны. Параметры $S_{31}^{(9)}$, $S_{32}^{(IF)}$, $S_{21}^{(IF)}$, $S_{32}^{(6)}$ работают в диапазоне промежуточных частот. Параметр S_{D1} относится к нелинейному элементу опорного смесителя и должен работать во всех диапазонах частот – и ПЧ и СВЧ. Остаются только два параметра $S_{13}^{(6)}$ и $S_{21}^{(RF)}$. Параметр $S_{13}^{(6)}$ описывает внутреннюю конструкцию опорного смесителя, а именно путь от входа СВЧ (RF) до нелинейного элемента D_2 . В простейшем случае, когда смеситель коаксиальный или микрополосковый, на этом пути обычно не ставят фильтрующих звеньев. Поэтому для общего анализа метода двух смесителей этот путь не подходит, чтобы сделать его частотно-избирательным. Наиболее подходящим для этих целей представляется путь $S_{21}^{(RF)}$. Он выражает коэффициент передачи соединительного тракта RF, которым СВЧ-входы (RF) испытуемого 4 и опорного 6 смесителей соединяются вместе при измерении суммы комплексных коэффициентов передачи. С помощью этого же тракта соединяется СВЧ-вход испытуемого смесителя с одним из плеч СВЧ-тройника 2 при измерении разности комплексных коэффициентов передачи испытуемого 4 и опорного 6 смесителей. В случае работы смесителей в каком-то конкретном СВЧ-диапазоне тракт RF может быть выполнен в волноводном варианте, что полностью обеспечит развязку на промежуточной частоте. В случае, когда разъемы испытуемого и опорного смесителей являются коаксиальными, вместо волноводного тракта RF можно использовать два коаксиальных тракта, соединенных между собой двумя коаксиально-волноводными переходами, что также обеспечит полную развязку по промежуточной частоте. Однако необходимо иметь в виду, что применение волноводов в тракте RF для фильтрации сигналов ПЧ имеет смысл лишь в том случае, когда промежуточная частота лежит в полосе отсечки волновода, т.е. где-то в диапазоне УКВ или ниже. Но если промежуточная частота лежит в диапазоне СВЧ, то необходимо применять иные фильтрующие элементы. Следует иметь в виду, что ФЧХ таких элементов должна быть наиболее линейной и об этом будет подробней сказано далее при анализе погрешностей суммарного сдвига фаз методом суммы и разности.

Вернемся к системе (78). Итак, мы выбрали следующие паразитные параметры,

которые войдут в выражения для динамического диапазона: $S_{42}^{(6)}; S_{32}^{(5)}; S_{12}^{(6)}$ и $S_{21}^{(RF)}(\omega)$, причем последний теперь зависит от промежуточной частоты и должен быть как можно меньше при $\omega \rightarrow \omega_{IF}$ и как можно больше при $\omega \rightarrow \omega_{RF}$. С учетом этого перепишем систему (78) в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} N_1(\omega) &= S_{31}^{(9)} S_{12}^{(IF)} S_{32}^{(6)} S_{D2} S_{13}^{(6)} S_{21}^{(RF)}(\omega) S_{31}^{(4)} S_{D1} S_{23}^{(4)} S_{21}^{(IF)} \\ N_2 &= K_{N_2} \cdot S_{32}^{(5)} \cdot S_{42}^{(6)} \\ N_3 &= K_{N_3} \cdot S_{12}^{(6)} \cdot S_{21}^{(RF)} \\ N_4 &= K_{N_4} \cdot S_{21}^{(RF)} \\ N_5 &= K_{N_5} \cdot S_{32}^{(5)} \\ N_6 &= K_{N_6} \cdot S_{12}^{(6)} \cdot S_{21}^{(RF)} \\ N_7 &= K_{N_7} \cdot S_{32}^{(5)} \\ N_8 &= K_{N_8} \cdot S_{32}^{(5)} \end{aligned} \right\} \quad (79)$$

При самом наихудшем случае, положим, что $K_{N_2} \dots K_{N_8} = 1$, т.е. коэффициенты передачи отдельных составляющих максимальны, а $N_1 = 1$, т.е. возьмем предельные условия, аналогично, как это делалось ранее при анализе динамического диапазона измерения разности коэффициентов передачи двух смесителей. С учетом этого выражение (76) может быть переписано в виде:

$$S_{11}^{(\Sigma 79)}(\omega) = \frac{N_1(\omega)}{1 + K_{22}} + \frac{S_{42}^{(6)} S_{32}^{(5)}}{1 + K_{23}} + \frac{S_{12}^{(6)} S_{21}^{(RF)}(\omega)}{1 + K_{24}} + \frac{S_{21}^{(RF)}(\omega)}{1 + K_{25}} + \frac{S_{32}^{(5)}}{1 + K_{26}} + \frac{S_{12}^{(6)} S_{21}^{(RF)}(\omega)}{1 + K_{27}} + \frac{S_{42}^{(6)} S_{32}^{(5)}}{1 + K_{28}} + \frac{S_{32}^{(5)}}{1 + K_{29}}, \quad (80)$$

где $N_1(\omega)$ следует брать из (79).

Выражение (80) полностью описывает суммарную паразитную связь, по которой сигналы промежуточной частоты могут пройти от генератора промежуточных частот первого порта векторного вольтметра 7, минуя прямое и обратное преобразование частоты в опорном 6 и испытуемом 4 смесителях. Очевидно, что обратный суммарный паразитный путь от первого порта векторного вольтметра 7 до генератора 8, минуя прямое и обратное преобразование частоты, будет иметь вид:

$$S_{11}^{(\Sigma 97)}(\omega) = \frac{N_1^*(\omega)}{1 + K_{22}} + \frac{S_{24}^{(6)} S_{32}^{(5)}}{1 + K_{23}} + \frac{S_{21}^{(6)} S_{12}^{(RF)}(\omega)}{1 + K_{24}} + \frac{S_{12}^{(RF)}(\omega)}{1 + K_{25}} + \frac{S_{23}^{(5)}}{1 + K_{26}} + \frac{S_{21}^{(6)} S_{21}^{(RF)}(\omega)}{1 + K_{27}} + \frac{S_{24}^{(6)} S_{23}^{(5)}}{1 + K_{28}} + \frac{S_{23}^{(5)}}{1 + K_{29}}, \quad (81)$$

где $N_1^*(\omega) = S_{12}^{(IF')} S_{32}^{(4)} S_{D1} S_{13}^{(4)} S_{12}^{(RF)}(\omega) S_{31}^{(6)} S_{D2} S_{23}^{(6)} S_{21}^{(IF)} S_{13}^{(9)}$ (см. ф-лу (73)).

Нами получены выражения для паразитных связей на промежуточных частотах (80) и (81). Эти паразитные связи вносят прямую погрешность в результаты измерений, т.к. от них зависит амплитуда паразитных сигналов на входах векторного вольтметра 7. Для полноценного анализа графа измерения суммы коэффициентов передачи смесителей необходимо составить для него выражение, аналогичное выражениям (57) и (58), которые были составлены для графа измерения разности параметров смесителей. Для этого не хватает коэффициентов для паразитных путей гетеродинных сигналов. Эти коэффициенты аналогичны полученным ранее параметрам $S_{31}^{(6243)}; S_{13}^{(3426)}; S_{31}^{(4263)}; S_{13}^{(3624)}$, но отличаются от них отсутствием параметров тройника 2 и СВЧ тракта RF'. Они имеют следующий вид: паразитный путь гетеродинного сигнала через опорный смеситель 6:

$$S_{31}^{(463)} = \frac{S_{21}^{(5)} S_{21}^{(L0')} S_{14}^{(6)} S_{21}^{(RF)} S_{31}^{(4)}}{1 + K_{30}}, \quad (82)$$

обратный путь соответственно имеет вид:

$$S_{13}^{(364)} = \frac{S_{13}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{41}^{(6)} S_{12}^{(L0')} S_{12}^{(5)}}{1 + K_{30}}, \quad (83)$$

где $K_{30} = S'_{L0} S_{11}^{(5)} + S_{22}^{(5)} S_{11}^{(L0')} + S_{22}^{(L0')} S_{44}^{(6)} + S_{11}^{(6)} S_{11}^{(RF)} + S_{22}^{(RF)} S_{11}^{(4)} + S_{33}^{(4)} S_{D1}$.

Аналогично паразитный путь гетеродинного сигнала через испытуемый смеситель 4 имеет вид:

$$S_{31}^{(643)} = \frac{S_{31}^{(5)} S_{12}^{(L0')} S_{14}^{(4)} S_{12}^{(RF)} S_{31}^{(6)}}{1 + K_{31}}, \quad (84)$$

обратный путь:

$$S_{13}^{(346)} = \frac{S_{13}^{(6)} S_{21}^{(RF)} S_{41}^{(4)} S_{21}^{(L0')} S_{13}^{(5)}}{1 + K_{31}}, \quad (85)$$

где $K_{31} = S'_{L0} S_{11}^{(5)} + S_{33}^{(5)} S_{22}^{(L0')} + S_{11}^{(L0')} S_{44}^{(4)} + S_{11}^{(4)} S_{22}^{(RF)} + S_{11}^{(RF)} S_{11}^{(6)} + S_{33}^{(6)} S_{D2}$.

Таким образом, нами получены основные параметры для определения динамического диапазона измерений суммы комплексных коэффициентов передачи смесителей. Необходимо также отметить следующее. Среди полученных выражений (80-85) отсутствует выражение для паразитных каналов, описывающих проход сигнала из порта 1 в порт 2 векторного вольтметра 7 и наоборот. В основном эти связи образуются за счет паразитных связей между испытуемым 4 и опорным 6 смесителем

и тройником 5, которые были описаны нами ранее и входят в выражения (80) и (81). Также они зависят от развязки тройника 9, т. е. от параметров $S_{23}^{(9)}$ и $S_{12}^{(9)}$. Однако ввиду того, что величина паразитных сигналов в этих каналах, зависимая от коэффициентов отражений $S_{22}^{(7)}$ и $S_{11}^{(7)}$ портов 2 и 1 векторного вольтметра 7 априори ниже величины сигнала, поступающего от генератора 8 в тройник 9, этими паразитными каналами можно пренебречь, чтобы дополнительно не усложнять анализ. При этом необходимо учитывать, что для увеличения точности измерений все же предпочтительно делать развязку между плечами тройника 9 как можно более высокой, при этом, не допуская применения циркуляторов, ввиду неравномерности их фазочастотных характеристик.

В конечном виде выражения для динамического диапазона при измерении суммы комплексных параметров двух смесителей принимают вид:

$$S_{\Sigma} = S_{11}^{(\Sigma 79)}(\omega) + \gamma [S_{31}^{(463)} + S_{31}^{(643)}], \quad (86)$$

$$S'_{\Sigma} = S_{11}^{(\Sigma 97)}(\omega) + \gamma [S_{13}^{(364)} + S_{13}^{(346)}]. \quad (87)$$

где: γ – некая постоянная величина, коэффициент, определяемый экспериментально, аналогичный по своему предназначению коэффициентам α и β в выражениях (57) и (58).

Оценим порядок получившихся величин S_{Σ} и S'_{Σ} . Для этого сначала оценим величины $S_{11}^{(\Sigma 79)}$ и $S_{11}^{(\Sigma 97)}$. Положим:

что $N_1(\omega) = N_1^*(\omega) = S_{21}^{(\text{RF})}(\omega) = S_{12}^{(\text{RF})}(\omega) = 0,01$ или минус 40 дБ для сигналов промежуточной частоты, т.е. в тракт RF включен полосовой фильтр, дающий ослабление 20 дБ на промежуточной частоте;

что $S_{42}^{(6)} = S_{24}^{(6)} = 0,1$ или «минус» 20 дБ – развязка опорного смесителя гетеродин – ПЧ на промежуточной частоте;

что $S_{32}^{(5)} = S_{23}^{(5)} = 0,001$ или «минус» 60 дБ – развязка тройника 5 на промежуточной частоте;

что $S_{12}^{(6)} = S_{21}^{(6)} = 0,5$ или «минус» 6 дБ – развязка сигнала ПЧ – опорного смесителя;

что все S-параметры с верхним индексом «4», т.е. относящиеся к испытуемому смесителю, входящие в выражения (80) и (81) равны 1, т.е. развязки отсутствуют;

и приняв коэффициенты отражений, входящие в K_{22} – K_{29} равными 0,09, что соответствует КСВН=1,2, получаем, что

$$S_{11}^{(\Sigma 79)}(\omega) = S_{11}^{(\Sigma 97)}(\omega) = 0,031 \text{ или «минус 30 дБ»}.$$

Теперь оценим величины $[S_{31}^{(463)} + S_{31}^{(643)}]$ и $[S_{13}^{(364)} + S_{13}^{(346)}]$.

пусть $S_{31}^{(4)} = S_{13}^{(4)} = S_{21}^{(5)} = S_{12}^{(5)} = S_{31}^{(6)} = S_{13}^{(6)} = S_{31}^{(5)} = S_{13}^{(5)} = 0,5$ или «минус» 6 дБ;

$S_{21}^{(L0)} = S_{12}^{(L0)} = S_{21}^{(L0')} = S_{12}^{(L0')} = S_{21}^{(RF)} = S_{12}^{(RF)} = 0,94$ или «минус» 0,5 дБ;

$S_{41}^{(6)} = S_{14}^{(6)} = 0,1$ или «минус» 20 дБ;

$S_{41}^{(4)} = S_{14}^{(4)} = 0,9$ или «минус» 0,9 дБ.

Пусть коэффициенты, входящие в выражения для K_{30} и K_{31} равны 0,09, что соответствует КСВН=1,2, тогда имеем, что

$$K_{30} = K_{31} = 1,0486.$$

В итоге получаем, что $S_{31}^{(463)} = S_{31}^{(364)} = 0,021$ или «минус» 33 дБ, а $S_{31}^{(643)} = S_{31}^{(346)} = 0,18$

или «минус» 15 дБ, $[S_{31}^{(463)} + S_{31}^{(643)}] = [S_{13}^{(364)} + S_{13}^{(346)}] = 0,201$.

Применяя к полученным значениям выражения (86) и (87) получаем, что:

$$S_{\Sigma} = S'_{\Sigma} = 0,031 + \gamma 0,201.$$

Поскольку коэффициент γ , т.е. степень влияния паразитных СВЧ-путей для сигнала гетеродина можно определить только экспериментально, то точно нельзя определить на данном этапе анализа динамический диапазон определения суммы коэффициентов передачи двух смесителей. При $\gamma = 1$ он составит всего 13 дБ, но при $\gamma = 0,01$ динамика составит уже 30 дБ. Полученное значение 13 дБ близко к значению 16,7 дБ, полученному ранее для динамического диапазона измерения разности параметров двух смесителей с помощью выражений (57) и (58) при $a=\beta=1$.

Основываясь на том, что нами получены значения величин динамических диапазонов суммы и разности параметров используемого смесителя, определим погрешность измерения амплитуд сигналов для всего метода в целом.

Погрешность измерения разности комплексных коэффициентов передачи двух смесителей равна (см. (57), (58)):

$$\pm \delta S_{\Delta} = 0,5 S_{\Delta}. \quad (88)$$

Погрешность измерения суммы комплексных коэффициентов передачи двух смесителей равна (см. (86), (87)):

$$\pm \delta S_{\Sigma} = 0,5 S_{\Sigma}. \quad (89)$$

Применяя формулу для расчета погрешностей косвенных измерений к решению системы уравнений (9) (примем, что $L_u = S_u$) запишем выражение для погрешности по амплитуде метода суммы и разности:

$$\delta S = \sqrt{\left(\frac{\partial S_u}{\partial \Delta S}\right)^2 \delta S_{\Delta}^2 + \left(\frac{\partial S_u}{\partial \Sigma S}\right)^2 \delta S_{\Sigma}^2} = \sqrt{\frac{\delta S_{\Delta}^2 \Sigma S^2}{4 \Delta S} + \frac{\delta S_{\Sigma}^2 \Delta S^2}{4 \Sigma S}}, \quad (90)$$

при условии, что $S_u = \sqrt{\Delta S \Sigma S}$.

В данном выражении справедливо: $\Delta S = \Delta L$; $\Sigma S = \Sigma L$. Для перевода δS из линейных единиц в децибелы используется формула

$$\delta S_{\log} = 20 \lg(S_u + \delta S) - 20 \lg S_u. \quad (90)$$

Основываясь на полученных значениях динамического диапазона измерений, проанализируем погрешности измерения фазы комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя. Для выяснения величины этой погрешности представим измеряемый комплексный коэффициент испытуемого смесителя в виде вектора, на конце которого вращается вектор погрешности определения этого коэффициента δS . Для различных смесителей или в зависимости от частоты зондирующих сигналов δS образует окружность возможной погрешности как показано на рисунке 11.

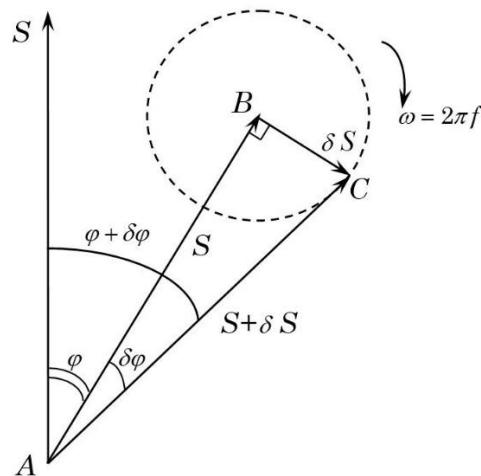


Рисунок 11 – К определению фазовой погрешности

Длина стороны АВ треугольника АВС выражает реальное истинное значение модуля комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя 5. Угол φ выражает реальный истинный сдвиг фаз испытуемого смесителя. Длина стороны ВС выражает погрешность определения модуля коэффициента S , соответственно $\delta\varphi$

выражает погрешность определения фазы коэффициента S . Длина стороны AC выражает измеренное значение модуля комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя. Исходя из решения треугольника, ABC можно записать, что:

$$\delta\varphi = \frac{180^\circ}{\pi} \arcsin \left[\frac{\delta S}{S_u} \right], \quad (92)$$

где $S_u = S + \delta S$ - измеренное значение модуля комплексного коэффициента передачи.

На рисунке 11 треугольник ABC является прямым, т.к. при таком условии погрешность принимает максимальные значения.

Используя векторный треугольник на рисунке 11 оценим порядки величин погрешностей определения комплексных коэффициентов передачи испытуемого смесителя методом суммы и разности отдельно по амплитуде и по фазе. Ранее нами с помощью формул (57), (58), (86), (87) были получены числовые значения нижнего предела динамического диапазона измерения суммы и разности, на основании подстановок в эти выражения типичных значений S -параметров графов на рисунках 5(а) и 5(б). Принимая в этих выражениях коэффициенты $\alpha=\beta=\gamma=1$, на основании (88) и (89), путем подстановки ранее полученных чисел можно записать, что:

$$\delta S_\Delta = 0,073,$$

$$\delta S_\Sigma = 0,116.$$

Предположим, что измеренные значения составляют $\Delta S=0,5$ или минус 6 дБ, а $\Sigma S=0,17$ или минус 15 дБ. По формуле (90) имеем $\delta S=0,07$. Так, при потерях преобразования испытуемого смесителя, например, 8 дБ полученная по формуле (91) погрешность составит $\delta S_{log}=1,3$ дБ. Погрешность по фазе при этом составит по формуле (92) $\delta\varphi=10^\circ$. При потерях преобразования 15 дБ аналогично получим, что $\delta S_{log}=2,9$ дБ, а $\delta\varphi=23^\circ$.

Таким образом, видно, что погрешности достаточно велики, особенно погрешность по фазе. Полученные значения погрешностей по фазе обусловлены величиной динамического диапазона измерений, т.е. они зависят от амплитуд испытательных сигналов. Однако эти погрешности являются не единственными. Другим достаточно серьезным источником погрешностей измерений сдвига фаз являются переключения в трактах, которые необходимы для реализации режимов измерения суммы и разности коэффициентов передачи испытуемого и опорного

сигналов. Обратимся снова к графикам на рисунках 5(а) и 5(б). Для реализации режима измерения суммы и разности в самом простейшем случае требуется после измерения разности параметров испытуемого и опорного смесителей на рисунке 5а разъединить сечение $(b_3^2 - a_3^2)$ и $(a_1^{RF} - b_1^{RF})$, то есть отсоединить соединительный тракт СВЧ RF от плеча тройника 2. Также необходимо разъединить сечения $(b_2^{RF'} - a_2^{RF'})$ и $(a_1^6 - b_1^6)$, т.е. отсоединить тракт RF' от входа опорного смесителя 6. После этого необходимо соединить сечение $(a_1^{RF} - b_1^{RF})$ с сечением $(a_1^6 - b_1^6)$, т.е. присоединить тракт RF ко входу опорного смесителя 6. Таким образом, получаем один цикл соединения и разъединения в диапазоне СВЧ. Кроме того, на ПЧ между сечениями $(b_2^6 - a_2^6)$ и $(a_2^7 - b_2^7)$ необходимо вставить тройник 9, это требует еще два цикла соединения-разъединения в диапазоне ПЧ. На рисунке 12 показан график среднеквадратического отклонения сдвига фаз, вносимого соединением типа «вилка» - «розетка» (тракт типа N) на основе 10 измерений, каждое из которых проводилось после полного разъединения и соединения разъемов. Измерения проводились с помощью векторного анализатора цепей типа Р4М-18/4.

Измерения выполнялись для двух методов соединения. Серый график отображает результаты измерений, когда затягивание разъемов проводилось вручную, на «глаз». Черный график отображает результаты измерений, когда затягивание проводилось при помощи тарированного динамометрического ключа. Из рисунка 12 видно, что, по крайней мере, в диапазоне 1-18 ГГц погрешность соединений по фазе лежит в пределах 0,2°.

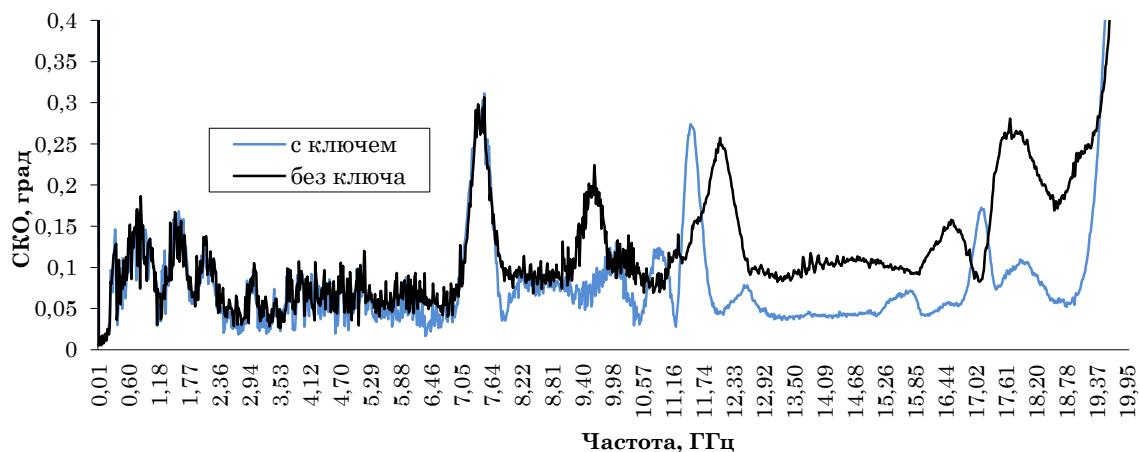


Рисунок 12 – Нестабильность фазового сдвига соединителя типа N

Очевидно, что эта погрешность увеличивается с ростом частоты. Следовательно, для её учета необходимо модифицировать формулу (92) следующим образом:

$$\delta\varphi = \frac{180^\circ}{\pi} \arcsin \left[\frac{\delta S}{S_u} \right] + n\delta\varphi_{СВЧ} + m\delta\varphi_{ПЧ}, \quad (93)$$

где $\delta\varphi_{СВЧ}$ – нестабильность сдвига фаз при СВЧ соединениях;

$\delta\varphi_{ПЧ}$ – нестабильность сдвига фаз при ПЧ соединениях;

n – число циклов соединения-разъединения в трактах СВЧ во всем методе, $n \geq 1$;

m – число циклов соединения-разъединения в трактах ПЧ во всем методе, $m \geq 1$.

На основании проведенного анализа метода суммы и разности можно сделать несколько промежуточных выводов:

1 Динамический диапазон измерений данным методом определяется развязками делителей 5 и 9. Он также зависит от развязок опорного смесителя.

2 Погрешность измерения истинного сдвига фаз испытуемого смесителя данным методом увеличивается с ростом частоты входного сигнала смесителя за счет нестабильности контактных СВЧ-соединений.

3 В случае измерения параметров смесителей, у которых промежуточная частота лежит в диапазоне СВЧ, погрешность метода суммы и разности еще больше увеличивается за счет появления нестабильностей сдвига фаз в СВЧ-соединениях в трактах ПЧ.

4 Данный метод достаточно сложен в технической реализации и слабо поддается автоматизации, т.к. для этого требуется применение электромеханических СВЧ-переключателей, а нестабильность фазового сдвига их контактов выше, чем у обычного СВЧ-соединения. За счет этого также растет погрешность измерений.

5 Метод требует дополнительной нестандартной аппаратуры, такой, как векторный вольтметр (в настоящее время вытеснен векторными анализаторами цепей) и генератора промежуточных частот с системой ФАПЧ.

ВЫВОДЫ К ПЕРВОМУ РАЗДЕЛУ

1 На основе теории сигнальных графов построена физико-математическая модель, описывающая пути распространения СВЧ-сигналов в основных двух схемах, применяемых при измерениях параметров нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты – в схеме последовательного соединения СВЧ-смесителей и в схеме параллельного соединения СВЧ-смесителей. Данная модель может быть использована для анализа любого из методов определения комплексных коэффициентов передачи и отражения испытуемых нелинейных СВЧ-устройств, основанных на совокупных измерениях.

2 Получены математические выражения для расчета пределов измерения модуля и погрешностей определения истинного сдвига фаз комплексных коэффициентов передачи СВЧ-устройств с преобразованием частоты. Установлены причины, влияющие на точность таких измерений.

3 Проведенный анализ показывает, что основными составляющими погрешностей измерения фазы в схемах использующих последовательное и параллельное соединение СВЧ-смесителей являются паразитные каналы приема промежуточной частоты и нестабильность фазовых сдвигов при СВЧ-переключениях. Пропускание паразитных каналов приема полностью определяется развязками используемых делителей и развязками опорного смесителя. С ростом промежуточной частоты погрешности, как по амплитуде, так и по фазе увеличиваются.

4 Предложены пути улучшения метрологических возможностей схем измерения суммы и разности комплексных параметров двух СВЧ-устройств, содержащих гетеродинное преобразование частоты на основе СВЧ-смесителей.

2 ИССЛЕДОВАНИЕ И ПОИСК ИСТОЧНИКОВ ПОГРЕШНОСТЕЙ ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПАРАМЕТРОВ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

2.1 МЕТОД ТРЕХ СУММ

Метод трех сумм, также известный как метод трех смесителей, был впервые предложен в России, в начале 1990-х годов [24,93]. Однако наибольшее распространение данный метод получил в США [68]. Начиная с конца 1990-х годов этот метод использовался как основной при измерении параметров смесителей и преобразователей частоты. Суть метода заключается в последовательном измерении сумм коэффициентов передачи трех пар нелинейных СВЧ-устройств, с последующим вычислением модуля коэффициента передачи и истинного сдвига фаз одного из них. При этом в качестве измерителя обычно используется векторный анализатор цепей. Схема метода трех смесителей изображена на рисунке 13.

Схема на рисунке 13 состоит из векторного анализатора цепей 1, состоящего из генератора испытательных СВЧ-сигналов 2, согласованной нагрузки 3, первого 4, второго 5, третьего 6, четвертого 7 направленных ответвителей, векторного вольтметра 8 и портов 9, 10. Также в схему входят испытуемый нелинейный элемент (СВЧ-смеситель 11), первый опорный нелинейный элемент (СВЧ-смеситель 12), тройник 13, гетеродин 14 и второй опорный нелинейный элемент (СВЧ-смеситель 15). Измерения истинного сдвига фаз и модуля коэффициента передачи испытуемого нелинейного элемента 11 проводят в три этапа. На первом этапе испытуемый нелинейный элемент 11 и опорный нелинейный элемент 12 соединяют последовательно, как показано на рисунке 13. То есть их разъёмы IF соединяют вместе, разъёмы RF подсоединяют к портам векторного анализатора цепей, а разъёмы LO подсоединяют к общему гетеродину через тройник. В этом случае схема работает следующим образом: испытательный СВЧ-сигнал \dot{E}_{RF} от генератора 2 через направленные ответвители 4 и 5, через порт 9 поступает на порт RF испытуемого СВЧ-смесителя 11, где при помощи сигнала \dot{E}_{LO} , поступающего на порт LO, через тройник 13 от гетеродина 14, преобразуется в сигнал промежуточной частоты E_{IF} . Из порта IF испытуемого смесителя 11 сигнал \dot{E}_{IF} поступает на порт IF первого опорного смесителя

12. В смесителе 12 сигнал ПЧ преобразуется обратно в сигнал СВЧ \dot{E}_{RF}' при помощи сигнала \dot{E}_{L0} , поступающего на порт LO через тройник 13 от генератора 14. Сигналы \dot{E}_{RF} и \dot{E}_{RF}' синхронизированы между собой, т.к. генераторы 2 и 14 связаны между собой системой ФАПЧ, которая на рисунке 13 не изображена. Частоты сигналов \dot{E}_{RF} и \dot{E}_{RF}' равны. Поэтому векторный анализатор цепей 1 может измерить суммарный сдвиг фаз $\sum\varphi_1$ и потери преобразования $\sum S_1$ между его портами 9 и 10, путем сравнения амплитуд и фаз напряжений, поступающих на входы 4 и 1 его векторного вольтметра 8 со вторичных каналов направленных ответвителей 7 и 4 соответственно. Благодаря обратному преобразованию частоты сигнала \dot{E}_{IF} в опорном смесителе 12 в частоту исходного сигнала \dot{E}_{RF} от генератора 2, цепь из двух последовательно соединенных между собой смесителей 11 и 12 воспринимается векторным анализатором цепей, как обычный четырехполюсник без преобразования частоты. При измерениях величину промежуточной частоты устанавливают путем поддержания с помощью системы ФАПЧ определенной разницы частот между генераторами 2 и 14.

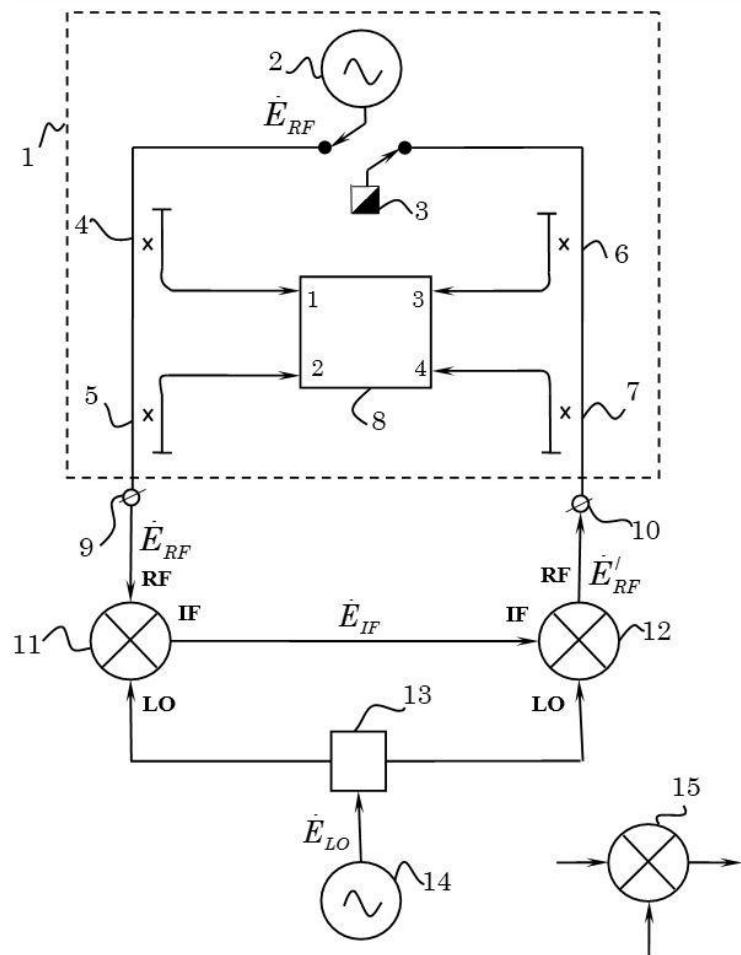


Рисунок 13 – Схема метода трех смесителей

Далее проводят второй этап измерений. Первый опорный н/л элемент 12 (смеситель) отсоединяют от схемы и на его место присоединяют второй опорный н/л элемент 15, до этого момента не использовавшийся. Проводят аналогичные первому этапу измерения суммарного сдвига фаз $\sum \varphi_2$ и суммарных потерь преобразования $\sum S_2$ между испытуемым н/л элементом (смесителем) 11 и вторым опорным смесителем 15. После этого проводят третий этап измерений следующим образом. Испытуемый смеситель 11 отсоединяют от схемы и заменяют его первым опорным смесителем 12. После этого аналогично первым двум этапам измеряют суммарный сдвиг фаз $\sum \varphi_3$ и потери преобразования $\sum S_3$ между первым опорным смесителем 12 и вторым опорным смесителем 15. В результате чего после трёх этапов измерений получают две системы из трёх уравнений:

для модуля комплексного коэффициента передачи:

$$\left. \begin{aligned} \sum S_1 &= S_{11} \cdot S_{12} \\ \sum S_2 &= S_{11} \cdot S_{15} \\ \sum S_3 &= S_{12} \cdot S_{15} \end{aligned} \right\}, \quad (94)$$

и для фазы комплексного коэффициента передачи:

$$\left. \begin{aligned} \sum \varphi_1 &= \varphi_{11} + \varphi_{12} \\ \sum \varphi_2 &= \varphi_{11} + \varphi_{15} \\ \sum \varphi_3 &= \varphi_{12} + \varphi_{15} \end{aligned} \right\}, \quad (95)$$

где S_{11}, S_{12}, S_{15} – потери преобразования смесителей 11, 12, 15 соответственно;

$\varphi_{11}, \varphi_{12}, \varphi_{15}$ – истинные сдвиги фаз смесителей 11, 12, 15 соответственно.

В итоге определяют потери преобразования испытуемого нелинейного элемента в виде:

$$S_{11} = \sqrt{\frac{\sum S_1 \sum S_2}{\sum S_3}},$$

а его истинный сдвиг фаз в виде:

$$\varphi_{11} = \frac{\sum \varphi_1 + \sum \varphi_2 - \sum \varphi_3}{2}.$$

Анализ погрешностей метода трех сумм проведем с помощью аппарата направленных графов. Измерения данным методом основаны на последовательном

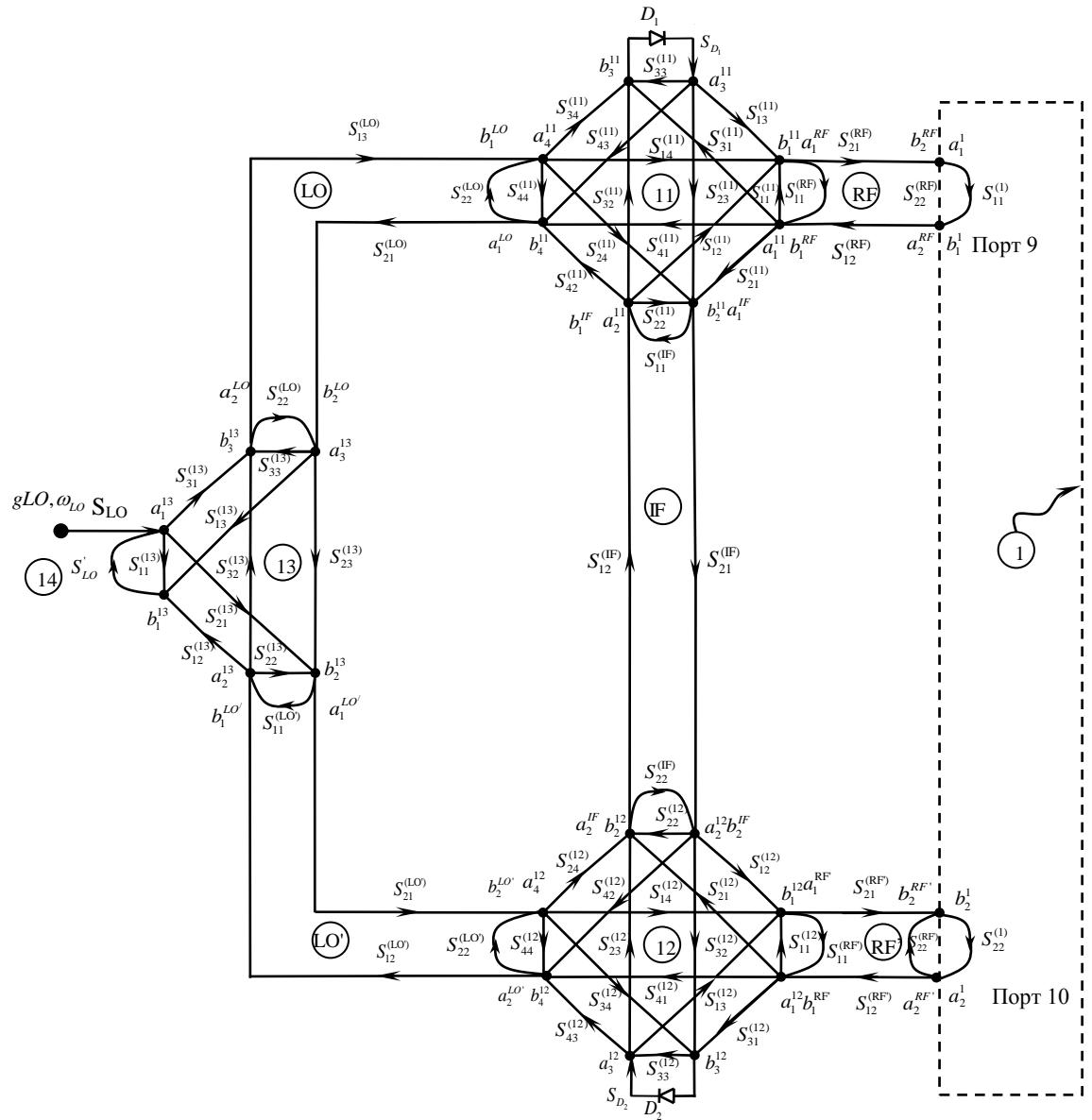


Рисунок 14 – Граф метода трех смесителей

соединении смесителей, поэтому его анализ во многом похож на анализ измерения суммы двух смесителей в методе суммы и разности, рассмотренном ранее. Однако в отличие от последнего, в методе трех смесителей используется векторный анализатор цепей, вместо векторного вольтметра, поэтому анализ можно упростить, исключив из него внутренние компоненты анализатора цепей и ограничившись лишь рассмотрением связей трех смесителей 11, 12, 15, тройника 13 и гетеродина 14, а также портов анализатора цепей 9 и 10. Направленный граф схемы на рисунке 13 приведен на рисунке 14.

Рассматриваемый граф похож на граф на рисунке 5(б), но несколько проще последнего. Отметим несколько принципиальных различий. Во-первых, на новом графе смесители соединяются своими выходами ПЧ, в отличие от графа на рисунке 5(б), где смесители соединены входами СВЧ. Во-вторых, на новом графе отсутствует второй делитель для зондирующего сигнала (его роль выполняет направленный ответвитель 4 на рисунке 13). В остальном данный граф идентичен графу на рисунке 5(б). Ранее нами были получены коэффициенты $S_{11}^{\Sigma 79}(\omega)$ и $S_u^{\Sigma 97}(\omega)$ в выражениях (80) и (81). Эти выражения описывают паразитные пути при измерении суммы параметров двух смесителей, которые вносят прямую погрешность. Запишем аналогичные выражения для графа на рисунке 14, основываясь на выражениях (80) и (81), но исключив из них второстепенные параметры элементов, которые не входят в граф на рисунке 14.

Паразитный путь от порта 9 векторного анализатора цепей 1 (сечение $a_1^1 - b_1^1$), по которому испытательный СВЧ-сигнал может пройти к порту 10 (сечение $b_2^1 - a_2^1$), в обход прямого и обратного преобразований частоты в испытуемом 11 и первом опорном смесителе 12 имеет вид:

$$S_{12}^{(\Sigma 11)}(\omega) = \frac{M_1(\omega)}{1 + K_{32}} + \frac{S_{41}^{(12)} S_{32}^{(13)}}{1 + K_{33}} + \frac{S_{21}^{(12)} S_{12}^{(IF)}(\omega)}{1 + K_{34}} + \frac{S_{12}^{(IF)}(\omega)}{1 + K_{35}} + \frac{S_{32}^{(13)}}{1 + K_{36}} + \frac{S_{21}^{(12)} S_{12}^{(IF)}(\omega)}{1 + K_{37}} + \frac{S_{41}^{(12)} S_{32}^{(13)}}{1 + K_{38}} + \frac{S_{32}^{(13)}}{1 + K_{39}}, \quad (96)$$

где: $M_1(\omega) = S_{12}^{(RF')} S_{31}^{(12)} S_{D2}^{(12)} S_{23}^{(12)} S_{12}^{(IF)}(\omega) S_{32}^{(11)} S_{D1}^{(11)} S_{13}^{(11)} S_{21}^{(RF)}$;

$$K_{32} = S_{22}^{(1)} S_{22}^{(RF)} + S_{11}^{(RF')} S_{11}^{(12)} + S_{33}^{(12)} S_{D2}^{(12)} + S_{22}^{(12)} S_{22}^{(IF)} + S_{11}^{(IF)} S_{22}^{(11)} + S_{D1}^{(11)} S_{33}^{(11)} + S_{11}^{(11)} S_{11}^{(RF)} + S_{22}^{(RF)} S_{11}^{(1)};$$

$$\begin{aligned}
K_{33} &= S_{22}^{(1)} S_{22}^{(\text{RF}')} + S_{11}^{(\text{RF}')} S_{11}^{(12)} + S_{44}^{(12)} S_{22}^{(\text{LO}')} + S_{11}^{(\text{LO}')} S_{22}^{(13)} + S_{33}^{(13)} S_{22}^{(\text{LO})} + S_{11}^{(\text{LO})} S_{44}^{(11)} + \\
&\quad + S_{11}^{(11)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(1)}; \\
K_{34} &= S_{22}^{(1)} S_{22}^{(\text{RF}')} + S_{11}^{(\text{RF}')} S_{11}^{(12)} + S_{22}^{(12)} S_{22}^{(\text{IF})} + S_{11}^{(\text{IF})} S_{22}^{(11)} + S_{11}^{(11)} S_{22}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(1)}; \\
K_{35} &= S_{22}^{(1)} S_{22}^{(\text{RF}')} + S_{11}^{(\text{RF}')} S_{11}^{(12)} + S_{33}^{(12)} S_{D2} + S_{22}^{(12)} S_{22}^{(\text{IF})} + S_{11}^{(\text{IF})} S_{22}^{(11)} + \\
&\quad + S_{11}^{(11)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(1)}; \\
K_{36} &= S_{22}^{(1)} S_{22}^{(\text{RF}')} + S_{11}^{(\text{RF}')} S_{11}^{(12)} + S_{33}^{(12)} S_{D2} + S_{44}^{(12)} S_{22}^{(\text{L}0')} + S_{11}^{(\text{L}0')} S_{22}^{(13)} + \\
&\quad + S_{33}^{(13)} S_{22}^{(\text{L}0)} + S_{11}^{(\text{L}0)} S_{44}^{(11)} + S_{11}^{(11)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(1)}; \\
K_{37} &= S_{22}^{(1)} S_{22}^{(\text{RF}')} + S_{11}^{(\text{RF}')} S_{11}^{(12)} + S_{22}^{(12)} S_{22}^{(\text{IF})} + S_{11}^{(\text{IF})} S_{22}^{(11)} + \\
&\quad + S_{33}^{(11)} S_{D1} + S_{11}^{(11)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(1)}; \\
K_{38} &= S_{22}^{(1)} S_{22}^{(\text{RF}')} + S_{11}^{(\text{RF}')} S_{11}^{(12)} + S_{44}^{(12)} S_{22}^{(\text{L}0')} + S_{11}^{(\text{L}0')} S_{22}^{(13)} + S_{33}^{(13)} S_{22}^{(\text{L}0)} + \\
&\quad + S_{11}^{(\text{L}0)} S_{44}^{(11)} + S_{33}^{(11)} S_{D1} + S_{11}^{(11)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(1)}; \\
K_{39} &= S_{22}^{(1)} S_{22}^{(\text{RF}')} + S_{11}^{(\text{RF}')} S_{11}^{(12)} + S_{D2} S_{33}^{(12)} + S_{44}^{(12)} S_{22}^{(\text{L}0')} + S_{11}^{(\text{L}0')} S_{22}^{(13)} + \\
&\quad + S_{33}^{(13)} S_{22}^{(\text{L}0)} + S_{11}^{(\text{L}0)} S_{44}^{(11)} + S_{D1} S_{33}^{(11)} + S_{11}^{(11)} S_{11}^{(\text{RF})} + S_{22}^{(\text{RF})} S_{11}^{(1)}.
\end{aligned}$$

Аналогично, обратный паразитный путь от сечения $(b_2^1 - a_2^1)$ до сечения $(a_1^1 - b_1^1)$

т.е. от порта 10 к порту 9 имеет вид:

$$\begin{aligned}
S_{21}^{(\sum 11)}(\omega) &= \frac{M_1^*(\omega)}{1 + K_{32}} + \frac{S_{14}^{(12)} S_{23}^{(13)}}{1 + K_{33}} + \frac{S_{12}^{(12)} S_{21}^{(\text{IF})}(\omega)}{1 + K_{34}} + \frac{S_{21}^{(\text{IF})}(\omega)}{1 + K_{35}} + \frac{S_{23}^{(13)}}{1 + K_{36}} + \\
&\quad + \frac{S_{12}^{(12)} S_{21}^{(\text{IF})}(\omega)}{1 + K_{37}} + \frac{S_{14}^{(12)} S_{32}^{(13)}}{1 + K_{38}} + \frac{S_{32}^{(13)}}{1 + K_{39}};
\end{aligned} \tag{97}$$

где: $M_1^*(\omega) = S_{12}^{(\text{RF})} S_{31}^{(11)} S_{D1} S_{23}^{(11)} S_{21}^{(\text{IF})}(\omega) S_{32}^{(12)} S_{D2} S_{13}^{(12)} S_{21}^{(\text{RF})}$.

Теперь запишем выражения для паразитных путей гетеродинных сигналов, аналогично формулам (82) – (85):

$$S_{31}^{(11,12,14)} = \frac{S_{13}^{(13)} S_{21}^{(\text{L}0')} S_{24}^{(12)} S_{12}^{(\text{IF})} S_{32}^{(11)}}{1 + K_{40}}, \tag{98}$$

Аналогично обратный паразитный путь гетеродинного сигнала через смеситель 12 имеет вид:

$$S_{13}^{(14,12,11)} = \frac{S_{23}^{(11)} S_{21}^{(\text{IF})} S_{42}^{(12)} S_{12}^{(\text{L}0')} S_{12}^{(13)}}{1 + K_{40}}, \tag{98}$$

где: $K_{40} = S'_{L0} S_{11}^{(13)} + S_{22}^{(13)} S_{11}^{(\text{L}0')} + S_{22}^{(\text{L}0')} S_{44}^{(12)} + S_{22}^{(12)} S_{22}^{(\text{IF})} + S_{11}^{(\text{IF})} S_{22}^{(11)} + S_{33}^{(11)} S_{D1}$.

Паразитный путь гетеродинного сигнала через смеситель 11 имеет вид:

$$S_{31}^{(12,11,14)} = \frac{S_{31}^{(13)} S_{13}^{(\text{L}0')} S_{24}^{(11)} S_{21}^{(\text{IF})} S_{32}^{(12)}}{1 + K_{41}}, \tag{100}$$

аналогично обратный путь имеет вид:

$$S_{13}^{(14,11,12)} = \frac{S_{23}^{(12)} S_{12}^{(IF)} S_{42}^{(11)} S_{21}^{(L0)} S_{13}^{(13)}}{1 + K_{41}}, \quad (101)$$

где: $K_{41} = S'_{L0} S_{11}^{(13)} + S_{33}^{(13)} S_{22}^{(L0)} + S_{11}^{(L0)} S_{44}^{(11)} + S_{22}^{(11)} S_{11}^{(IF)} + S_{22}^{(IF)} S_{22}^{(12)} + S_{33}^{(12)} S_{D2}$.

В итоге, объединив выражения (96) – (101) получаем общие выражения для динамического диапазона измерения одной пары смесителей аналогично системе (86), (87):

$$S_{\Sigma} = S_{12}^{(\Sigma 11)}(\omega) + \gamma [S_{31}^{(11,12,14)} + S_{31}^{(12,11,14)}], \quad (102)$$

$$S'_{\Sigma} = S_{21}^{(\Sigma 11)}(\omega) + \gamma [S_{13}^{(14,12,11)} + S_{13}^{(14,11,12)}]. \quad (103)$$

Коэффициенты γ в этой системе аналогичны коэффициентам в (86), (87). Они могут быть определены только экспериментально. Выражения (102) и (103) определяют динамический диапазон измерения суммы комплексных коэффициентов передачи испытуемого смесителя 11 и первого опорного смесителя 12, т.е. коэффициента $\sum S_1$ в системе (94). Формулы, определяющие суммарный комплексный коэффициент передачи испытуемого смесителя 11 и второго опорного смесителя 15, аналогичны формулам (102) и (103), тривиальны и поэтому здесь не приводятся. Однако необходимо особенно подчеркнуть следующее. При получении формул (86) и (87) ранее в первом разделе, нами был использован наихудший случай, когда развязки испытуемого смесителя отсутствуют. Поэтому коэффициенты в выражениях (86) и (87), а, следовательно, и (102), (103) справедливы только для того случая измерения суммы параметров двух смесителей, когда один из них не имеет развязок, а другой их имеет. Однако, в случае метода трех смесителей, при измерении суммарных параметров первого опорного смесителя 11 и второго опорного смесителя 15 оба смесителя имеют хорошие развязки и поэтому применение выражений типа (102) и (103) для определения динамического диапазона определения величины $\sum S_3$, приводит к его занижению. Реальный динамический диапазон измерения коэффициента передачи $\sum S_3$ в этом случае существенно выше, чем определяемый выражениями типа (102), (103).

Выведем выражение для определения погрешности измерения модуля комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя методом трех сумм. Погрешности определения параметров $\sum S_1, \sum S_2, \sum S_3$ системы (94), по аналогии с (89) имеют вид:

$$\left. \begin{array}{l} \delta \sum S_1 = 0,5 S_\Sigma \\ \delta \sum S_2 = 0,5 S'_\Sigma \\ \delta \sum S_3 = 0,5 S''_\Sigma \end{array} \right\}, \quad (104)$$

где S'_Σ и S''_Σ коэффициенты аналогичные S_Σ , определяемые по формулам, аналогичным (102), но записанным для пары испытуемого 11 и опорного смесителя 15, а также для пары опорного смесителя 12 и опорного смесителя 15.

Для нахождения общей погрешности косвенных измерений модуля комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя, найдем частные производные решения системы S_{11} (см. 94):

$$\begin{aligned} \frac{\partial S_{11}}{\partial \sum S_1} &= \frac{\sum S_2}{2 \sum S_3 \sqrt{\frac{\sum S_1 \sum S_2}{\sum S_3}}} = \frac{\sum S_2}{2 \sum S_3 S_{11}}, \\ \frac{\partial S_{11}}{\partial \sum S_2} &= \frac{\sum S_1}{2 \sum S_3 \sqrt{\frac{\sum S_1 \sum S_2}{\sum S_3}}} = \frac{\sum S_1}{2 \sum S_3 S_{11}}, \\ \frac{\partial S_{11}}{\partial \sum S_3} &= - \frac{\sum S_1 \sum S_2}{2(\sum S_3)^2 \sqrt{\frac{\sum S_1 \sum S_2}{\sum S_3}}} = - \frac{\sum S_1 \sum S_2}{2(\sum S_3)^2 S_{11}}. \end{aligned}$$

В результате общая погрешность измерения S_{11} имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta S_{11} &= \sqrt{\left(\frac{\partial S_{11}}{\partial \sum S_1} \right)^2 (\delta \sum S_1)^2 + \left(\frac{\partial S_{11}}{\partial \sum S_2} \right)^2 (\delta \sum S_2)^2 + \left(\frac{\partial S_{11}}{\partial \sum S_3} \right)^2 (\delta \sum S_3)^2} = \\ &= \sqrt{\left[\frac{\sum S_2 \delta \sum S_1}{2 \sum S_3 S_{11}} \right]^2 + \left[\frac{\sum S_1 \delta \sum S_1}{2 \sum S_3 S_{11}} \right]^2 + \left[\frac{\sum S_1 \sum S_2 \delta \sum S_3}{2(\sum S_3)^2 S_{11}} \right]^2}. \end{aligned} \quad (105)$$

Погрешность в логарифмических единицах может быть получена подстановкой (105) в (91). Для получения погрешности по фазе можно пойти аналогичным путем, как это было сделано для выражения (92). Тогда погрешность определения фазы комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя методом трех смесителей будет иметь вид:

$$\delta \varphi_{11} = \frac{180^\circ}{\pi} \arcsin \left[\frac{\delta S_{11}}{S_{11}} \right]. \quad (106)$$

Можно, однако, применить и другой подход, воспользовавшись формулой определения погрешности косвенных измерений, аналогично как это было сделано

для (105). В этом случае сначала необходимо определить фазовую погрешность каждого из трех измерений метода трех смесителей. Эти погрешности имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \delta\varphi_1 &= \frac{180^\circ}{\pi} \arcsin \left[\frac{\delta \sum S_1}{\sum S_1} \right] \\ \delta\varphi_2 &= \frac{180^\circ}{\pi} \arcsin \left[\frac{\delta \sum S_2}{\sum S_2} \right] \\ \delta\varphi_3 &= \frac{180^\circ}{\pi} \arcsin \left[\frac{\delta \sum S_3}{\sum S_3} \right] \end{aligned} \right\}. \quad (107)$$

Теперь найдем частные производные решения системы уравнений (95) для φ_{11} :

$$\frac{\partial \varphi_{11}}{\partial \sum \varphi_1} = \frac{\partial \varphi_{11}}{\partial \sum \varphi_2} = \left| \frac{\partial \varphi_{11}}{\partial \sum \varphi_3} \right| = \frac{1}{2}.$$

В результате общая погрешность будет иметь вид:

$$\delta\varphi_{11} = \sqrt{\frac{1}{4} \delta\varphi_1^2 + \frac{1}{4} \delta\varphi_2^2 + \frac{1}{4} \delta\varphi_3^2}. \quad (108)$$

Оценим погрешности, которые вызваны переключениями и переподсоединениями на СВЧ. Очевидно, что в методе трех смесителей таких соединений значительно больше, чем в методе суммы и разности. Обратимся к графу на рисунке 14. Для замены первого опорного смесителя 12 вторым опорным смесителем необходимо разъединить сечения $(a_1^{RF'} - b_1^{RF'})$ и $(b_1^{12} - a_1^{12})$, $(a_4^{12} - b_4^{12})$ и $(a_2^{L0'} - b_2^{L0'})$ на СВЧ и сечения $(a_2^{12} - b_2^{12})$ и $(a_2^{IF} - b_2^{IF})$. Таким образом, при замене одного смесителя, имеем 2 цикла соединения-разъединения на СВЧ и 1 цикл на ПЧ. Но для реализации метода трех сумм необходимо заменять смесители 2 раза – на втором и на третьем этапе измерения. Таким образом, имеем 4 цикла соединений на СВЧ и 2 на ПЧ во всем методе. Поэтому с учетом погрешностей переключений общая погрешность по фазе метода трех смесителей имеет вид:

$$\delta\varphi_{11} = \frac{180^\circ}{\pi} \arcsin \left[\frac{\delta S_{11}}{S_{11}} \right] + n\delta\varphi_{CBQ} + m\delta\varphi_{PQ}, \quad (109)$$

где: $n \geq 4$ – количество циклов соединений на СВЧ во всем методе;

$m \geq 2$ – количество циклов соединений на ПЧ во всем методе;

$\delta\varphi_{CBQ}$ – нестабильность фазового сдвига на СВЧ;

$\delta\varphi_{PQ}$ – нестабильность фазового сдвига на ПЧ.

В результате получены основные выражения для погрешностей метода трех смесителей для модуля коэффициента передачи (105) и для фазы (109). Подведем некоторые промежуточные итоги проведённого анализа.

1 Несмотря на большее количество элементов, следует признать метод трех смесителей более простым в инженерной реализации, по причине того, что он использует стандартные инструменты, такие как анализатор цепей. Данный метод не требует дополнительного генератора промежуточных частот.

2 В отличие от метода суммы и разности, у метода трех смесителей паразитные каналы, по которым испытательный сигнал может пройти, минуя преобразование частоты, работают в диапазоне СВЧ и по этой причине в данном методе гораздо сложнее обеспечить высокую развязку тройника гетеродинного сигнала.

3 Если на СВЧ развязки опорных смесителей и развязки тройника невелики, то динамический диапазон начинает существенно зависеть от частоты зондирующего сигнала и, очевидно, уменьшается с ее ростом.

4 Данный метод, очевидно, имеет еще большую погрешность измерения по фазе, по сравнению с методом двух смесителей т.к. в случае, когда промежуточная частота не лежит в диапазоне СВЧ, метод содержит минимум 4 соединения-разъединения на СВЧ, что, как было показано ранее в первом разделе, соответствует минимальной погрешности около $0,8^\circ$ в трактах типа «N». В случае, когда промежуточная частота и частота входного сигнала обе лежат в диапазоне СВЧ, минимальная погрешность составит уже $1,2^\circ$ (и это только погрешность за счет переключений).

2.2 МЕТОД ОТРАЖЕНИЯ

Метод отражения был разработан в США в 2000 году [12, 70, 71, 72, 65, 93]. Он был создан как альтернатива методу трех сумм, и позволяет определять комплексный коэффициент передачи испытуемого нелинейного элемента (СВЧ-смесителя) без применения опорных смесителей. Кроме того, данный метод позволяет определять также комплексные коэффициенты отражений входа и выхода испытуемого СВЧ-смесителя. Схема метода изображена на рисунке 15.

Схема на рисунке 15 состоит из векторного анализатора цепей 1, в который входят: генератор испытательных сигналов 2, направленный ответвитель падающей

волны 3, направленный ответвитель отраженной волны 4, векторный вольтметр 5. Кроме того в схему входят испытуемый смеситель 6, гетеродин 7, фильтр промежуточной частоты 8 и рассогласованная нагрузка 9.

Схема работает следующим образом. Генератор 2 векторного анализатора цепей 1 вырабатывает испытательный СВЧ-сигнал, который

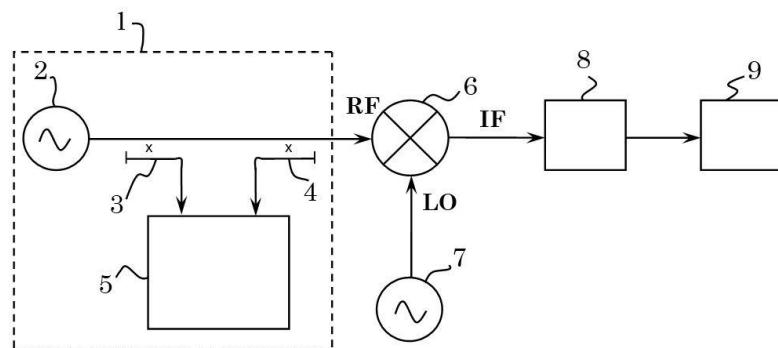


Рисунок 15 – Схема метода отражения

через рефлектометр, образованный направленными ответвителями 3 и 4, поступает на порт RF испытуемого устройства с преобразованием частоты 6. В последнем испытательный сигнал при помощи сигнала гетеродина 7, поступающего на порт LO, преобразуется в сигнал промежуточной частоты. С выхода IF смесителя 6 сигнал промежуточной частоты, проходя через фильтр 8, поступает на рассогласованную нагрузку 9. Отразившись от нагрузки 9, сигнал промежуточной частоты проделывает обратный путь, попадет в испытуемый смеситель 6, где преобразуется обратно в испытательный сигнал, который через порт RF возвращается в векторный анализатор цепей 1, в виде отраженной волны. Векторный вольтметр 5 сравнивает амплитуды и фазы сигналов, поступающих на его входы со вторичных каналов направленных ответвителей 3 и 4, тем самым измеряя величину комплексного коэффициента отражения всей цепи, образованной элементами 6, 8, 9. Зная матрицы рассеяния элементов 8 и 9 можно определить полную матрицу рассеяния испытуемого смесителя 6. Это можно продемонстрировать следующим образом. На рисунке 16 изображена упрощенная схема рисунка 15:

.

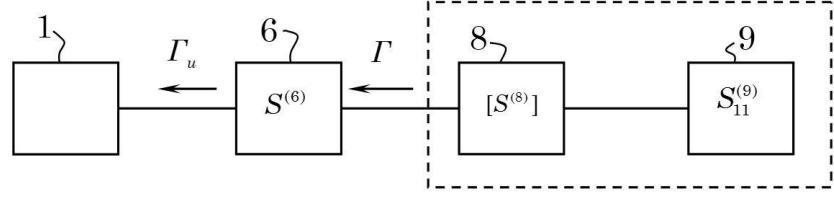


Рисунок 16 – Упрощенная схема метода отражения

На рисунке 16 суммарный коэффициент отражения от фильтра 8 и нагрузки 9 обозначен буквой Γ . Он может быть найден по известной формуле:

$$\Gamma = S_{11}^{(8)} + \frac{S_{12}^{(8)} S_{21}^{(8)} S_{11}^{(9)}}{1 - S_{22}^{(8)} S_{11}^{(9)}}. \quad (110)$$

Аналогично, комплексный коэффициент отражения, измеряемый векторным анализатором цепей, будет иметь вид:

$$\Gamma_u = S_{11}^{(6)} + \frac{S_{12}^{(6)} S_{21}^{(6)} \Gamma}{1 - S_{22}^{(6)} \Gamma}. \quad (111)$$

Как видно, в выражение (111) входят все основные параметры испытуемого смесителя, но они неизвестны. Известны лишь параметры Γ_u и Γ . Далее будет показано, что данный метод пригоден лишь только для взаимных смесителей, то есть таких, у которых $S_{12} = S_{21}$. По этой причине в выражении (111) остаются три неизвестных: $S_{11}^{(6)}, S_{22}^{(6)}, S_{12}^{(6)} = S_{21}^{(6)}$, для нахождения которых необходимо еще два уравнения. Их получают путем проведения еще двух измерений с другими нагрузками с известными коэффициентами отражения. Таким образом, получают систему из трех уравнений при трех неизвестных:

$$\Gamma_u = S_{11}^{(6)} + \frac{S_{12}^{(6)} S_{21}^{(6)} \Gamma}{1 - S_{22}^{(6)} \Gamma}, \quad (112)$$

$$\Gamma'_u = S_{11}^{(6)} + \frac{S_{12}^{(6)} S_{21}^{(6)} \Gamma'}{1 - S_{22}^{(6)} \Gamma'}, \quad (113)$$

$$\Gamma''_u = S_{11}^{(6)} + \frac{S_{12}^{(6)} S_{21}^{(6)} \Gamma''}{1 - S_{22}^{(6)} \Gamma''}. \quad (114)$$

Данная система уравнений имеет сложное решение, например, корни $S_{12}^{(6)} = S_{21}^{(6)}$ имеет следующий вид:

$$S_{12}^{(6)} = S_{21}^{(6)} = \frac{\sqrt{(\Gamma - \Gamma')(\Gamma - \Gamma'')(\Gamma' - \Gamma'')(\Gamma_u - \Gamma'_u)(\Gamma_u - \Gamma''_u)(\Gamma'_u - \Gamma''_u)}}{\Gamma \Gamma' \Gamma_u - \Gamma \Gamma' \Gamma'_u - \Gamma \Gamma'' \Gamma_u + \Gamma \Gamma'' \Gamma''_u + \Gamma' \Gamma'' \Gamma'_u - \Gamma' \Gamma'' \Gamma''_u}. \quad (115)$$

Очевидно, что производные выражения (115) будут еще более сложными и громоздкими, поэтому вместо вывода выражения для погрешности косвенных измерений, с целью упрощения анализа можно использовать другой подход для оценки погрешности определения фазы комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя. Другой подход заключается в том, что фаза комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя 6 определяется не исходя из выражения типа (115), а исходя из величины фазы комплексного коэффициента отражения, измеряемой векторным анализатором цепей 1 при любой из трех рассогласованных нагрузок. Выражение для суммарного сдвига фаз φ_u в этом случае может быть записано в следующем виде:

$$\varphi_u = 2\varphi_6 + 2\varphi_8 + \varphi_9,$$

где: φ_6 – истинный сдвиг фаз испытуемого смесителя 6;

φ_8 – сдвиг фаз фильтра 8 на промежуточной частоте;

φ_9 – сдвиг фаз на рассогласованной нагрузки 9 на промежуточной частоте.

В этом случае истинный сдвиг фаз смесителя 6 может быть найден по формуле:

$$\varphi_6 = \frac{\varphi_u - 2\varphi_8 - \varphi_9}{2}. \quad (116)$$

Следует отметить, что при использовании соединительных кабелей для измерений, в формулы (116) и (117) следует также включить их сдвиги фаз. Выражение для погрешности определения φ_6 имеет вид:

$$\delta\varphi_6 = \frac{\delta\varphi_u + 2\delta\varphi_8 + \delta\varphi_9}{2},$$

где: $\delta\varphi_u$ – погрешность векторного анализатора цепей;

φ_8, φ_9 – погрешность измерения сдвигов фаз фильтра и нагрузки.

Однако даже если смеситель обладает свойством взаимности и имеет одинаковые потери преобразования в обоих направлениях – из СВЧ в ПЧ и из ПЧ в СВЧ, его истинные сдвиги фаз в разных направлениях преобразования будут различны вследствие амплитудно-фазовой погрешности, которая в выражениях (112)-(116) никак не учитывается. Выясним ориентировочную величину этой погрешности. Как следует из [37] выражение для зависимости сдвига фаз смесительного полупроводникового диода от тока, протекающего через него, может быть записано в следующем виде:

$$\phi_0 = \frac{2\pi f_0 C_\delta \phi_T}{I_{np}^2 + 4\pi^2 f_0^2 \phi_T^2 C_\delta^2} I_{np}, \quad (117)$$

где: I_{np} – прямой ток, протекающий через смесительный диод;

$\phi_T = \frac{kT}{e}$ – термический потенциал, e – заряд электрона, k – постоянная Больцмана, $T=300$ К – абсолютная температура диода, f_0 – частота тока, U – падение напряжения на диоде.

Барьерная емкость смесительного диода C_δ может быть получена из следующего выражения (см. [28],[37],[92]):

$$tg(\phi_0) = -2\pi f r_g C_\delta, \quad (118)$$

где: r_g – динамическое сопротивление диода.

Из (118) следует, что для вычисления барьерной емкости C_δ необходимо измерить значение истинного сдвига фаз, вносимого смесительным диодом. Такие измерения были выполнены для типового смесительного диода 2А123 на установке, описанной в [37]. Исходя из этого $\phi_0 = 100,3^\circ$; $C_\delta = 0,44$ пФ, $U = 400$ мВ, $f = 8,5$ ГГц; $I_{np} = 1,72$ мА, а измеренное динамическое сопротивление диода $r_g = 232,5$ Ом. Подставив эти значения в (117) получим зависимость амплитудно-фазовой погрешности (конверсии) от тока, протекающего через смесительный диод СВЧ. Эта зависимость линейна и из нее вытекает, что изменение тока через смесительный диод на 1 мА вызывает сдвиг фаз около 10° для диода 2А123 на частоте 8,5 ГГц.

Поскольку в схемах на рисунках 15 и 16 уровни падающей и отраженной мощности различны, то и токи через диод испытуемого смесителя, вызываемые падающим и отраженным сигналом, будут также различаться, вызывая в диоде различные сдвиги фаз. Это ведет к появлению дополнительной погрешности измерения истинного сдвига фаз испытуемого смесителя, поскольку нарушается условие взаимности последнего из-за амплитудно-фазовой погрешности, в результате чего $S_{21} \neq S_{12}$. Оценим величину этой погрешности. Допустим, что потери преобразования в диоде идеальны и составляют 3 дБ. При мощности зондирующего

сигнала $P=10$ дБм=10 мВт, имеем ток через диод определяемый как $I_{np} = \sqrt{\frac{P}{r_g}} = 6$ мА.

При таких потерях преобразования, пройдя через испытуемый смеситель, мощность сигнала снизится до 7 дБм. Далее, проходя через соединительные тракты и всю измерительную систему, мощность сигнала после отражения снизится, как минимум еще на 3 дБ и составит $P=4$ дБм= 2,5 мВт. При этом ток через смесительный диод будет равен 3,3 мА. При такой разнице токов, согласно выражению (117), разность между фазовыми сдвигами для прямой и отраженной волн составит $\Delta\varphi = 2,7^\circ$. Таким образом, даже при самых идеальных условиях, которые на практике не достижимы, амплитудно-фазовая погрешность метода отражений лежит в пределах 2° , что сопоставимо с погрешностями переключений в предыдущих методах. При реальных измерениях к потерям смесителя добавляются потери в фильтре промежуточной частоты, неидеальность нагрузки и, как показывают оценочные расчеты, амплитудно-фазовая погрешность может принимать 4° и более. Это подтверждается и в [51], где отмечено, что метод отражений может использоваться лишь со смесителями, потери преобразования которых не превышают 10 дБ.

С учетом вышесказанного, полное выражение для погрешности определения истинного сдвига фаз испытуемого смесителя методом отражения будет иметь вид:

$$\delta\varphi_6 = \frac{\delta\varphi_u + 2\delta\varphi_s + \delta\varphi_g}{2} + \left| \Delta\varphi_0(\Delta I_{PP}^{PAD}) - \Delta\varphi_0(\Delta I_{PP}^{OTP}) \right|, \quad (119)$$

где $\Delta\varphi_0(\Delta I_{PP}^{PAD})$ и $\Delta\varphi_0(\Delta I_{PP}^{OTP})$ находятся по формулам (117) и (118), при условии, что известны мощности падающей и отраженной волн. В этом случае для выражения (117) величина $\Delta I_{PP}^{PAD} = \sqrt{\frac{P_{PAD}}{r_g}}$, а $\Delta I_{PP}^{OTP} = \sqrt{\frac{P_{OTP}}{r_g}}$, соответственно.

На основании проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

- 1 Основным преимуществом метода отражения является отсутствие необходимости в опорном смесителе и тройниках.
- 2 Отсутствие циклов соединений и разъединений в трактах исключает погрешности переключений, которые присутствуют в методе трех смесителей и методе суммы и разности.
- 3 Однако данный метод не позволяет измерять параметры смесителей и преобразователей частоты со встроенными дополнительными устройствами, такими

как усилители, циркуляторы, потому что такие устройства не обладают свойством взаимности.

4 Метод имеет сравнительно высокую амплитудно-фазовую погрешность, обусловленную различными уровнями падающей и отраженной волн, которая сравнима с погрешностью переключений в методах суммы и разности и трех смесителей.

5 В методе отсутствуют погрешности, обусловленные паразитными каналами сигналов гетеродина и сигналов промежуточной частоты.

2.3 МЕТОД Х-ПАРАМЕТРОВ

Ранее было сказано об измерении комплексных коэффициентов передачи нелинейных устройств СВЧ, работающих в режиме преобразования частоты. В данной работе под последними понимаются такие устройства, основной и главной функцией которых является перенос частоты подаваемого на вход устройства сигнала из одного диапазона частот в другой. В основном, к таким устройствам относятся различные смесители и преобразователи частоты. Однако, последние являются не единственными устройствами, содержащими преобразование частоты. В сущности, любой четырехполюсник, который содержит внутри себя элемент с нелинейной амплитудно-частотной характеристикой (диоды, транзисторы, электронные лампы) может осуществлять преобразование или умножение частоты и это свойство часто нежелательно и ухудшает работу устройства. Примером таких паразитных свойств являются интермодуляционные нелинейные искажения сигналов, возникающие в активных четырехполюсниках, таких как усилители. Очевидно, что при разработке радиоэлектронных систем величину таких искажений необходимо знать. Однако долгое время не существовало единых подходов к измерению таких параметров. Одним из первых методов оценки нелинейных искажений четырехполюсников, послужил спектральный анализ. Но измерение спектра искаженного сигнала несет информацию лишь об амплитудах гармонических составляющих, но не несет информации о фазочастотных характеристиках исследуемого устройства, без которых невозможно определить его комплексные коэффициенты передачи и отражения и тем более создать его матрицу рассеяния. До середины 1990-х годов основным способом характеризующим поведение четырехполюсников в нелинейных режимах (при

больших уровнях сигналов) служил метод «горячих» S-параметров [18,78], основа которого состоит в том, что измеряются обычные комплексные коэффициенты матрицы рассеяния, но при большой амплитуде зондирующего сигнала и при подмешивании дополнительного искажающего сигнала (когда испытуемое устройство вводят в нелинейный режим), на частоте искажающей гармоники. Однако данный метод не позволяет в полной мере оценить степень искажения амплитуды и фазы входного полезного сигнала, при его прохождении через испытуемое устройство, т.к. часть энергии полезного сигнала распределяется между паразитными гармоническими составляющими, групповое время запаздывания между которыми измерить нельзя, т.к. для этого потребуется измерение разности фаз между этими гармоническими составляющими лежащими в разных диапазонах. Первой фундаментальной работой, в которой были изложены принципы векторного анализа нелинейных цепей, следует признать диссертацию Яна Верспехта [86], опубликованную в 1995 году. В ней были описаны схемы построения векторных анализаторов нелинейных СВЧ-цепей. Однако в виде промышленного прибора такой анализатор цепей начал выпускаться фирмой Agilent Technologies лишь в 2008 году [80,88]. Этому предшествовало создание Верспехтом и Рутом, а также другими исследователями из Agilent Technologies, математического аппарата так называемых X-параметров в работе [80] и [87]. В отличие от обычных S-параметров и «горячих S-параметров», X-параметры выражают коэффициенты рассеяния исследуемых цепей, образованные отношениями амплитуд сигналов с разными частотами (но при этом сигналы должны быть синхронны), коими и являются гармонические составляющие, образующиеся в результате нелинейных искажений. Необходимо особенно подчеркнуть, что X-параметры могут быть измерены только с помощью специального анализатора нелинейных цепей. Изначально технология X-параметров разрабатывалась для измерения параметров устройств без гетеродинного преобразования частоты, однако в 2008-2010 годах в работах [50], [82] был предложен метод и реализующее его устройство применения X-параметров и векторного анализатора цепей для измерения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-устройств с преобразованием частоты. Позднее Agilent Technologies была подана заявка на получение патента на указанное устройство [66]. Для анализа этого метода рассмотрим подробнее теорию X-параметров.

Классическая матрица S-параметров для четырехполюсника, изображенная на

рисунке 17 имеет следующий вид:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \quad (120)$$

где: a_1 – амплитуда падающей волны на порте 1;

a_2 – амплитуда отраженной волны на порте 2;

b_1 – амплитуда отраженной волны на порте 1;

b_2 – амплитуда падающей волны на порте 2.

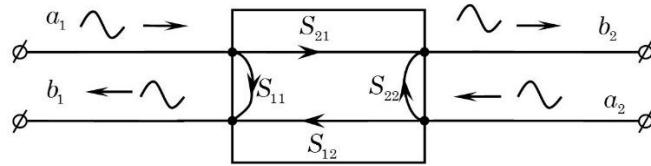


Рисунок 17 – К описанию системы S-параметров

Отметим, что система уравнений (120) может быть переписана в виде:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad \left. \right\}.$$

В более общем виде можно записать, что комплексная амплитуда сигналов, выходящих из четырехполюсника, на рисунке 17 имеет вид:

$$b_i = \sum_k S_{ik} a_k \quad . \quad (121)$$

В случае X-параметров мы имеем дело с множеством гармонических составляющих, и комплексная амплитуда сигналов на выходных портах исследуемого четырехполюсника принимает вид [87]:

$$b_{ij} = X_{ij}^{(F)} |a_{11}| P^j + \sum_{k,l \neq (1,1)} \left[X_{ij,kl}^{(S)} |a_{11}| P^{j-l} a_{kl} + X_{ij,kl}^{(T)} |a_{11}| P^{j+l} a_{kl}^* \right], \quad (122)$$

где: i – номер выходного порта;

j – номер гармоники на выходном порте;

k – номер входного порта;

l – номер гармоники на входном порте;

$P = e^{-j\varphi_1}$ – фазовый коэффициент, где φ – фаза фундаментальной гармоники;

$|a_{11}|$ – модуль амплитуды входного сигнала;

a_{kl} – гетеродинный сигнал (амплитуда) на входном порте K .

Различие между матрицами рассеяния S- и X-параметров проиллюстрировано

выражением (123):

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}; \quad X = \begin{pmatrix} [X]_{11} & [X]_{12} \\ [X]_{21} & [X]_{22} \end{pmatrix}. \quad (123)$$

Существует три типа X-параметров, и их различают с помощью верхнего индекса. В выражении (122) входят параметры типа $X^{(F)}$, $X^{(S)}$, $X^{(T)}$.

$X^{(F)}$ -параметры измеряются при подаче на входной порт 1 испытуемого устройства одного спектрально-чистого сигнала с частотой f_0 . $X^{(S)}$ – и $X^{(T)}$ – параметры измеряются при подаче на входной порт 1 уже двух спектрально чистых сигналов: предыдущего основного, с частотой f_1 и дополнительного с частотой f_2 (которая обычно незначительно больше f_1). При более сложных измерениях дополнительных сигналов может быть несколько ($f_1, f_2, f_3\dots$).

Параметры типа $X_{ij}^{(F)}$ описывают передачи между первой (фундаментальной) гармоникой основного сигнала с частотой f_0 на входном порте 1 и любой из гармонических составляющих с частотой jf_1 , образующихся на выходном порте i испытуемого устройства ($j=1, 2, 3\dots$ – номер гармоники; $i=2, 3, 4\dots$ – номер выходного порта).

Параметры типа $X_{ij,kl}^{(S)}$ описывают передачи между гармоникой порядка l , образуемой дополнительным сигналом с частотой f_l ($l_{min}=1$, но если дополнительных сигналов несколько, то $l=2, 3, 4\dots$ и при этом должно соблюдаться условие, что $f_1 < f_2 < f_3 < f_4\dots$) на входном порте k (в случае двухпортового устройства $k=1$) и любой из гармонических составляющих с частотой jf_1+f_l образующихся на входном порте i испытуемого устройства. Как можно заметить, параметры $X_{ij,kl}^{(S)}$ являются аналогом «горячих» S-параметров, но значительно мощнее, т.к. позволяют сравнивать разные гармоники.

Параметры типа $X_{ij,kl}^{(T)}$ описывают передачи между гармоникой порядка l , образуемой дополнительным сигналом с частотой f_l на входном порте k и любой из гармонических составляющих с частотой $jf_1 - f_l$, образующихся на выходном порте i испытуемого устройства. Главное преимущество $X^{(T)}$ -параметров заключается в том, что они позволяют учитывать гетеродинный перенос частоты, который не мог быть охарактеризован с помощью S-параметров. Таким образом, X^(S)-параметры учитывают преобразование частоты вверх, а X^(T)-параметры – преобразование частоты вниз.

Из рисунка 18 видно, что в отличие от всего четырех S-параметров у обычного четырехполюсника, нелинейный четырехполюсник может содержать практически бесконечное число X-параметров, т.к. их количество зависит от числа гармонических составляющих.

Для определения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-устройств с преобразованием частоты из рисунка 18 подходят два параметра $X_{22,11}^{(S)}$ – комплексный коэффициент передачи для преобразования частоты вверх и $X_{22,11}^{(T)}$ – комплексный коэффициент передачи для преобразования частоты вниз. При этом основным сигналом с частотой f_1 является гетеродинный сигнал, а дополнительным сигналом выступает входной сигнал СВЧ. Для трехпортового смесителя обозначим его порты следующим образом. Для вышеприведенных обозначений должна применяться следующая нумерация портов: вход СВЧ - №1, выход ПЧ - №2, вход гетеродина - №3.

Рассмотрим схему измерения коэффициентов $X_{22,11}^{(S)}$ и $X_{22,11}^{(T)}$ СВЧ-смесителя с помощью векторного анализатора нелинейных цепей на рисунке 19 (см. патент [66]).

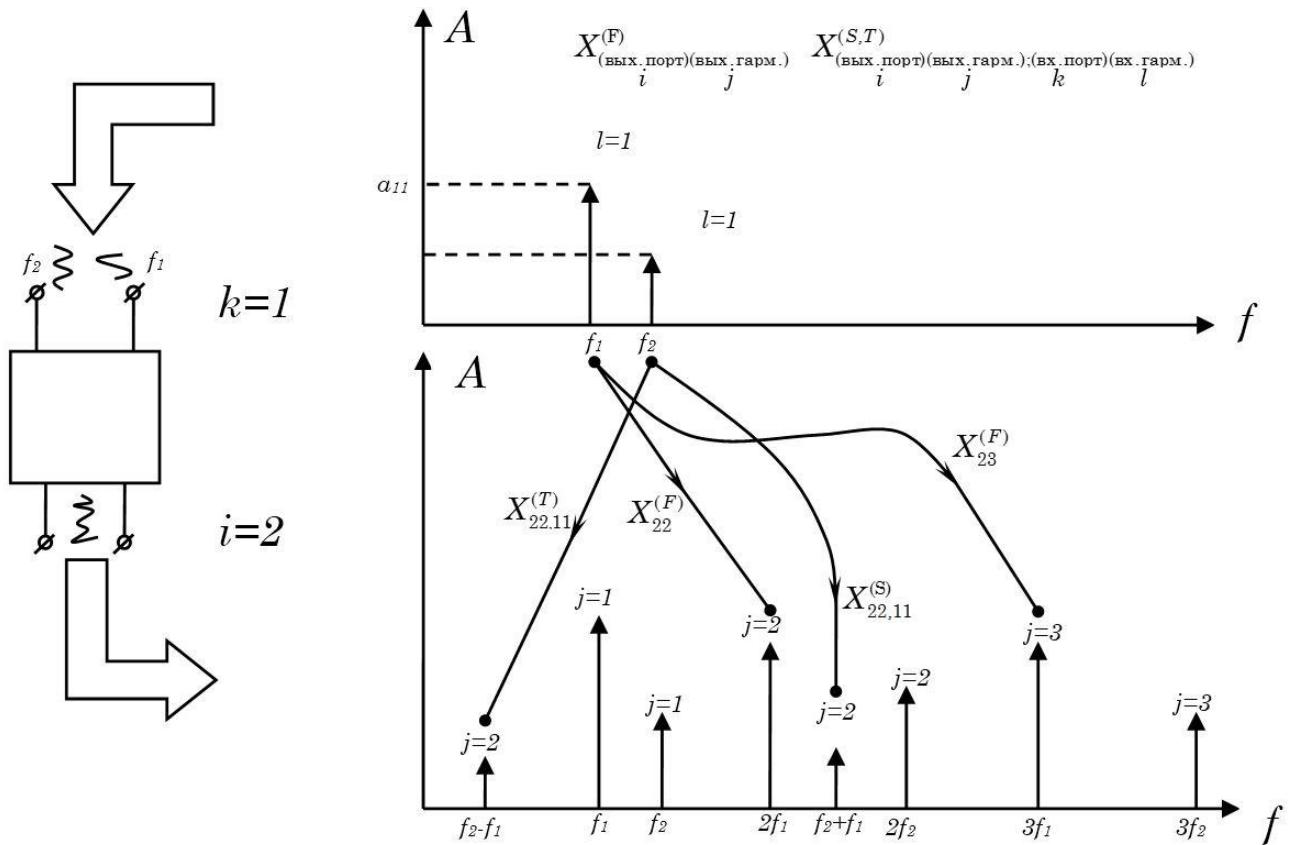


Рисунок 18 –Диаграмма формирования обозначений X-параметров

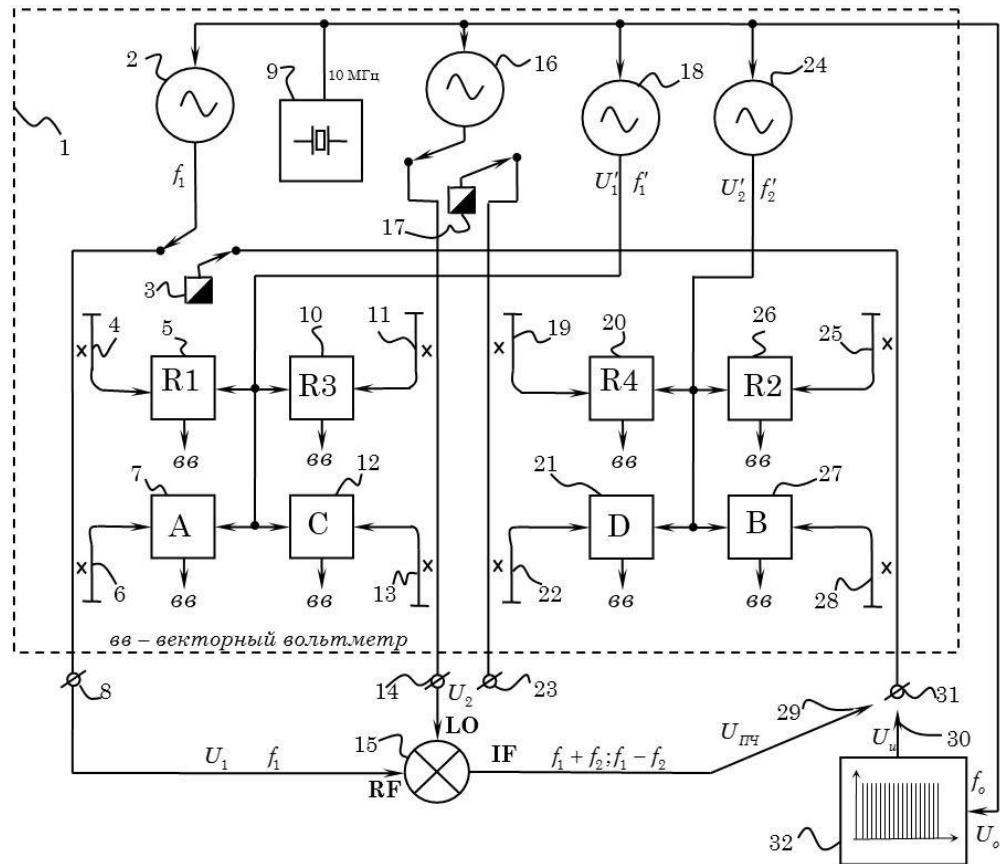


Рисунок 19 – Измерение параметров смесителя с помощью векторного анализатора нелинейных цепей

Схема на рисунке 19 состоит из векторного анализатора нелинейных цепей 1, в состав которого входят первый 2 и второй 16 генераторы испытательных сигналов, первая 3 и вторая 17 согласованные нагрузки, направленные ответвители 4, 6, 11, 13, 19, 22, 25, 28, 31, третий 14 и четвертый 23 измерительные порты, первый 18 и второй 24 гетеродины, опорный генератор 9. Кроме того, в схему входят: испытуемое нелинейное устройство СВЧ с преобразованием частоты (СВЧ-смеситель) 15, соединители 29, 30 и генератор комбинационных частот 32.

Особенность работы генератора комбинационных частот 32 состоит в следующем. На его вход подается стабильный во времени меандр, обычно достаточно низкой частоты в районе единиц-десятков мегагерц. Выходной сигнал данного генератора имеет форму иглообразного импульса длительностью порядка 20 пс и высокой скважностью. Спектр такого сигнала образован целой гаммой гармоник, каждая из которых сдвинута относительно предыдущей на величину частоты входного сигнала. (Например, для генераторов, описанных в [84], частота входного сигнала 10 МГц и генератор вырабатывает 6300 гармоник). В работе [82] сказано, что фазовый

сдвиг между любой из гармоник и входным сигналом может быть вычислен. Действительно, если входной сигнал генератора комбинационных частот $g(t)$ разложить в ряд Фурье, то получим [31]:

$$\begin{aligned}
 g(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t, \\
 a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T g(t) dt; \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \cos n\omega t dt, \\
 b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \sin n\omega t dt, \\
 \varphi_n &= \arctg \frac{a_n}{b_n}, \tag{124}
 \end{aligned}$$

где: φ_n – начальная фаза n -гармоники.

Таким образом, зная фазу начальной гармоники, можно рассчитать фазу любой из них, вырабатываемых генератором комбинационных частот. В работе [50] утверждается, что эти фазы могут быть достаточно точно определены и привязаны к национальным стандартам, а технология изготовления таких генераторов комбинационных частот хорошо отработана и позволяет изготавливать генераторы с чрезвычайно малым расхождением характеристик. Однако, в работах [48, 50, 82], впрочем, как и в других работах создателей этой технологии не упоминается о том, каким именно образом, кроме вычисления, могут быть определены фазовые сдвиги между гармониками. Тем не менее, в настоящее время фирма Keysight Technologies (бывшая Agilent Technologies) позиционирует данный тип генераторов как новый тип эталона для нелинейных измерений.

Вернемся к описанию работы схемы на рисунке 19. Генераторы 2, 16, 18, 24 и 32 полностью синхронизированы от сигнала опорного генератора 9. Эти генераторы могут перестраиваться в любой комбинации частот и при этом они постоянно будут синхронизированы между собой и опорным генератором с точностью до фазы. Такая синхронизация обеспечивается многопетлевой цифровой системой ФАПЧ, которая на рисунке 19 не обозначена. Измерительные приемники 5, 7, 10, 12, 20, 21, 26, 27 выполнены по супергетеродинной схеме, и все они работают на одной промежуточной частоте. Эти приемники подключены к многоканальному векторному вольтметру, (который на рисунке 19 не обозначен). За счет того, что гетеродины 18 и 24 приемников синхронизированы с генераторами 2 и 16, а промежуточная частота у всех

приемников одинакова, векторный вольтметр позволяет измерить отношение амплитуд и разность фаз между любыми двумя приемниками. Векторный вольтметр снабжен быстродействующим АЦП и памятью, позволяющей записывать формы входящих сигналов в виде таблиц «время»-«амплитуда».

Измерение X-параметров испытуемого смесителя 15 проводят следующим образом. Сначала проводят калибровку анализатора цепей по амплитуде и фазе. Калибровка по амплитуде аналогична калибровке скалярного анализатора цепей. Эта процедура хорошо описана в [47] поэтому здесь не приводится. Калибровку по фазе проводят следующим образом. К второму порту 31 подсоединяют с помощью разъема 30 выход генератора комбинационных частот 32. Сигнал U_0 от опорного генератора 9 поступает на вход генератора комбинационных частот 32, где происходит преобразование этого сигнала в короткие единичные импульсы. Эти импульсы образуют широкополосный полигармонический сигнал U_u , который поступает на вход измерительного приемника «В» 27 через вторичный канал направленного ответвителя 28, второй порт 31 и разъем 30 с выхода генератора комбинационных частот 32. На другой вход измерительного приемника «В» 27 поступает гетеродинный сигнал U_2' с частотой f_2' от второго гетеродина 24. Поскольку все приемники выполнены по супергетеродинной схеме, они обладают высокой избирательностью и могут принимать отдельно каждую гармонику сигнала U_u . Гетеродин 24 осуществляет перестройку частоты во всем рабочем диапазоне. Одновременно с ним начинают перестраиваться генератор 2, вырабатывающий сигнал U_1 , с частотой f_1 , и гетеродин 2, вырабатывающий сигнал U_1' с частотой f_1' , причем $f_1' - f_1 = f_{ПВ}$, где $f_{ПВ}$ – промежуточная частота векторного вольтметра. Поскольку ПЧ векторного вольтметра для всех приемников одна и та же, то приемник 27 «В» принимает сигнал только в том случае, когда $f_2' = f_{ПВ} + f_2$; где f_2 – частота измеряемой гармоники, $f_2 = n f_0$, где f_0 – частота опорного генератора 9, а n – номер гармоники. Как только это условие соблюдается, сигнал ПЧ приемника 27 «В» сравнивается с сигналом ПЧ от приемника 5 «R1». Такое сравнение происходит для каждой из гармоник, содержащихся в сигнале U_u . При этом за счет синхронной перестройки генераторов 2, 18, 24, частота f_1 сигнала U_1 от генератора 2 всегда равна частоте измеряемой гармоники. То есть для каждой гармоники выполняется условие синхронности и когерентности по фазе и векторный вольтметр сравнивает ее фазу с фазой сигнала U_1 от генератора 2, а измеренные значения записываются в память. Таким образом фактически, измеряют начальный

фазовый сдвиг генератора 2 во всем диапазоне частот (но с шагом перестройки по частоте, равным шагу между гармониками генератора комбинационных частот, т.е. равному частоте опорного сигнала генератора 9). На этом калибровка завершается.

После калибровки разъем 30 отсоединяют от порта 31 и присоединяют к нему разъем 29, который связан с выходом промежуточной частоты IF испытуемого смесителя 15, гетеродинный вход LO которого присоединяют к порту 14, а сигнальный вход RF соединяют с портом 8. Гетеродин 16 может работать независимо от генератора 2, с тем чтобы обеспечивать необходимую промежуточную частоту на порту 31. Сигнал с частотой f_1 с выхода генератора 2 поступает на входной разъем RF испытуемого смесителя 15, в котором при помощи сигнала с частотой f_2 , поступающего на гетеродинный вход LO от гетеродина 16, преобразуется в сигнал промежуточной частоты $f_1 \pm f_2$. Этот сигнал ПЧ с выхода IF смесителя 15 поступает через порт 31 и вторичный канал направленного ответвителя 28 в измерительный приемник 27 «В», в котором он с помощью сигнала с частотой f'_2 , поступающего от гетеродина 24, преобразуется в сигнал постоянной промежуточной частоты $f_{ПВ}$. Этот сигнал $f_{ПВ}$ векторный вольтметр оцифровывает и сравнивает с ранее записанным сигналом с частотой $f_{ПВ}$, который был получен в результате преобразования частоты одной из гармоник генератора комбинационных частот, частота которой равнялась текущей промежуточной частоте смесителя. Выбор нужной записи нужной гармоники обеспечивается тем, что число точек перестройки частоты всех генераторов 2, 9, 24 строго фиксировано и равно числу гармоник, которое конечно. Таким образом, разность фаз между сигналом, получаемым от приемника 27 «В» и сигналом, записанным в память векторного вольтметра, и есть сдвиг фаз испытуемого смесителя. Модуль комплексного коэффициента передачи смесителя 15 определяют просто сравнивая амплитуды сигналов на приемниках 4 «R1» и 27 «В».

Запись в память фаз гармоник при калибровке позволяет проводить калибровку достаточно редко. Даже при выключении прибора параметры калибровки сохраняются в его памяти. Измерения можно проводить при любых вариациях частот сигнала и гетеродина в любом режиме, как с постоянной ПЧ, так и с переменной ПЧ и при любой мощности гетеродина.

Проанализируем данный метод измерения. Для этого составим упрощенную схему измерений приведенную на рисунке 20.

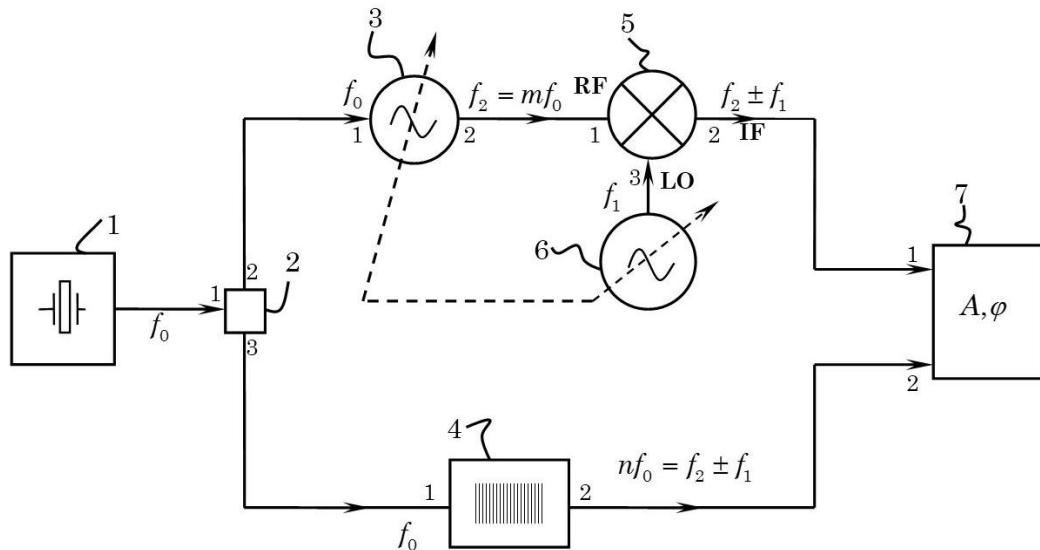


Рисунок 20 – Упрощенная схема измерения X-параметров смесителя

Схема состоит из опорного кварцевого генератора 1, делителя 2, синтезатора частот 3, генератора комбинационных частот 4, испытуемого устройства с преобразователем частоты 5, гетеродина 6 и векторного вольтметра 7.

В синтезаторе частот 3 применена цифровая система ФАПЧ, за счет чего его выходной сигнал с частотой f_1 всегда синхронизирован с сигналом опорного генератора постоянной частоты f_0 . Синтезатор частот 3 также синхронизирован с гетеродином 6, а их частоты f_1 и f_2 могут перестраиваться в любой комбинации, как в режиме с постоянной промежуточной частотой, так в режиме с переменной ПЧ. Векторный вольтметр работает по супергетеродинному принципу, и может измерять отношения амплитуд и разность фаз сигналов в широком диапазоне частот, но при этом частоты сигналов на его входах 1 и 2 должны быть одинаковыми.

Граф схемы в системе X-параметров изображен на рисунке 21. Работа схем на рисунках 20 и 21 осуществляется следующим образом. Стабильный сигнал с частотой f_0 с выхода опорного генератора 1 поступает через одно из плеч тройника 2 на вход 1 синтезатора частот 3. В синтезаторе частот 3 сигнал опорной частоты f_0 тактирует работу системы ФАПЧ, которая управляет частотой внутреннего генератора синтезатора частот 3 (на схеме не обозначен), который вырабатывает сигнал с частотой f_2 , поступающий на его вход 2 и который полностью синхронизирован с входным опорным сигналом с частотой f_0 . С выхода 2 синтезатора частот 3 сигнал с частотой $f_2 = mf_0$ поступает на вход 2 испытуемого преобразователя частот 5, в котором он

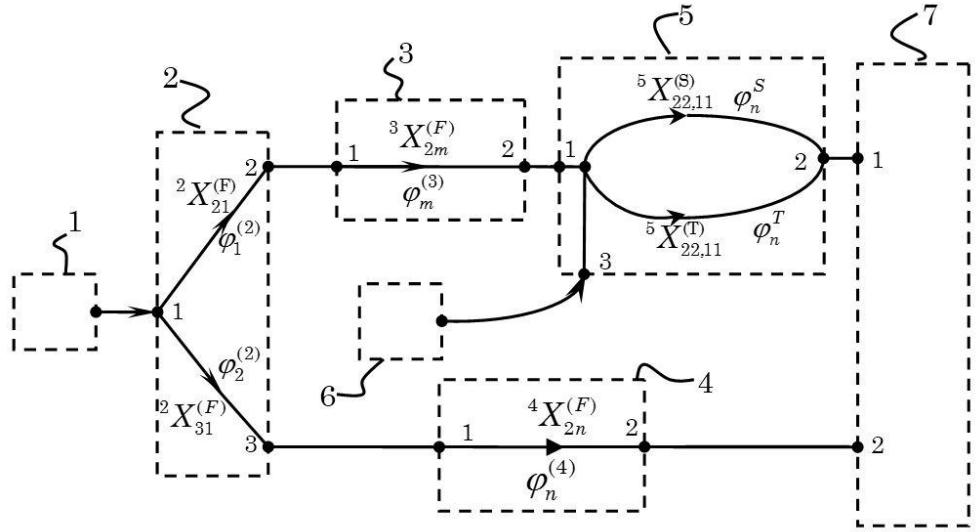


Рисунок 17 – Граф схемы измерения X-параметров испытуемого смесителя

преобразуется в сигнал промежуточной частоты $f_2 \pm f_1$ при помощи гетеродинного сигнала с частотой f_1 , поступающего на его порт 3 от гетеродина 6. С выхода 2 испытуемого смесителя 5 сигнал промежуточной частоты $f_2 \pm f_1$ поступает на вход 1 векторного вольтметра 7, на вход 2 которого поступает сигнал с частотой $n f_0 = f_2 \pm f_1$, образованный умножением сигнала опорной частоты f_0 , в генераторе комбинационных частот 4, поступающего на его вход 1 через одно из плеч делителя 2 от опорного генератора 1. Векторный вольтметр при этом измеряет отношения напряжений для случая преобразования частоты вверх:

$$\Delta U_n^{(1)} e^{-j\Delta\varphi_n^{(1)}} = \frac{\left[{}^2 X_{21}^{(F)} e^{-j\varphi_1^{(2)}} \right] \left[{}^3 X_{2m}^{(F)} e^{-j\varphi_m^{(3)}} \right] \left[{}^5 X_{22,11}^{(S)} e^{-j\varphi_n^S} \right]}{\left[{}^2 X_{31}^{(F)} e^{-j\varphi_2^{(2)}} \right] \left[{}^4 X_{2n}^{(F)} e^{-j\varphi_n^{(4)}} \right]}, \quad (125)$$

где $\varphi_1^{(2)}$ – сдвиг фаза плеча делителя 2 между первым и вторым портом на частоте f_0 ;

$\varphi_m^{(3)}$ – истинный сдвиг фаз между портами 1 и 2 синтезатора частот 3 при преобразовании из частоты f_0 в частоту $f_2 = f_0 n$;

φ_n^S – истинный сдвиг фаз испытуемого смесителя 5 при преобразовании частоты вверх $f_2 + f_1$;

$\varphi_2^{(2)}$ – сдвиг фаза плеча делителя 2 между первым и вторым портами на частоте f_0 ;

$\varphi_n^{(4)}$ – истинный сдвиг фаз между гармоникой $n f_0$ на выходе генератора

комбинационных частот 4 и сигналом с частотой f_0 , подаваемым на его вход.

Аналогичное выражение может быть записано для преобразования частоты вниз:

$$\Delta U_n^{(2)} e^{-j\Delta\varphi_n^{(2)}} = \frac{\left[{}^2 X_{21}^{(F)} e^{-j\varphi_1^{(2)}} \right] \left[{}^3 X_{2m}^{(F)} e^{-j\varphi_m^{(3)}} \right] \left[{}^5 X_{22,11}^{(T)} e^{-j\varphi_n^{(T)}} \right]}{\left[{}^2 X_{31}^{(F)} e^{-j\varphi_2^{(2)}} \right] \left[{}^4 X_{2n}^{(F)} e^{-j\varphi_n^{(4)}} \right]}, \quad (126)$$

где: $\varphi_n^{(T)}$ – истинный сдвиг фаз испытуемого смесителя 5 при преобразовании частоты вниз $f_2 - f_1$.

В терминах только лишь сдвигов фаз выражения (125) и (126) могут быть переписаны следующим образом:

Разность фаз при преобразовании частоты вверх:

$$\Delta\varphi_n^{(1)} = \left[\varphi_1^{(2)} + \varphi_m^{(3)} + \varphi_n^{(S)} \right] - \left[\varphi_2^{(2)} + \varphi_n^{(4)} \right]. \quad (127)$$

А для преобразования частоты вниз:

$$\Delta\varphi_n^{(2)} = \left[\varphi_1^{(2)} + \varphi_m^{(3)} + \varphi_n^{(T)} \right] - \left[\varphi_2^{(2)} + \varphi_n^{(4)} \right]. \quad (128)$$

Таким образом, в ходе измерений получают величины $\Delta U_n^{(1)} \exp[-j\Delta\varphi_n^{(1)}]$ и $\Delta U_n^{(2)} \exp[-j\Delta\varphi_n^{(2)}]$. Однако, для нахождения искомых величин коэффициентов передачи испытуемого смесителя 5 ${}^5 X_{22,11}^{(S)} \exp[-j\varphi_n^{(S)}]$ и ${}^5 X_{22,11}^{(T)} \exp[-j\varphi_n^{(T)}]$ необходимо знать значение величин ${}^2 X_{21}^{(F)} \exp[-j\varphi_1^{(2)}]$, ${}^2 X_{31}^{(F)} \exp[-j\varphi_{31}^{(2)}]$, ${}^3 X_{2m}^{(F)} \exp[-j\varphi_m^{(3)}]$ и ${}^4 X_{2n}^{(F)} \exp[-j\varphi_n^{(4)}]$. Для этих целей собирают новую схему измерений, изображенную на рисунках 22 и 23:

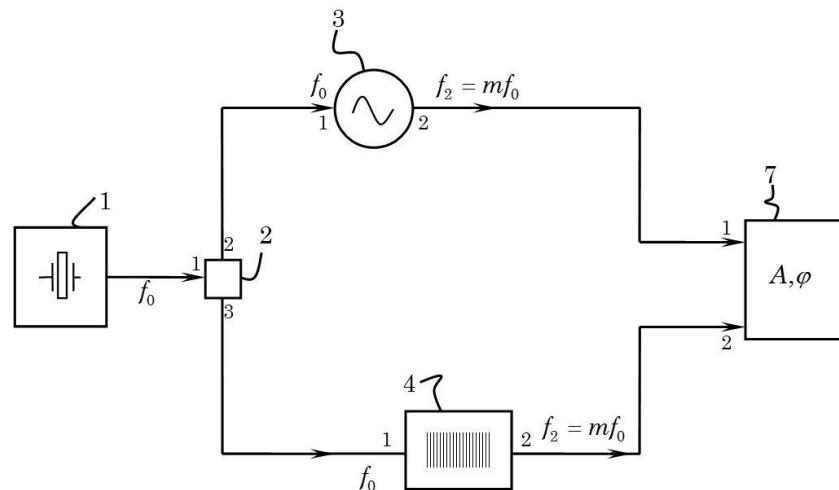


Рисунок 22 – Схема калибровки при измерениях X-параметров

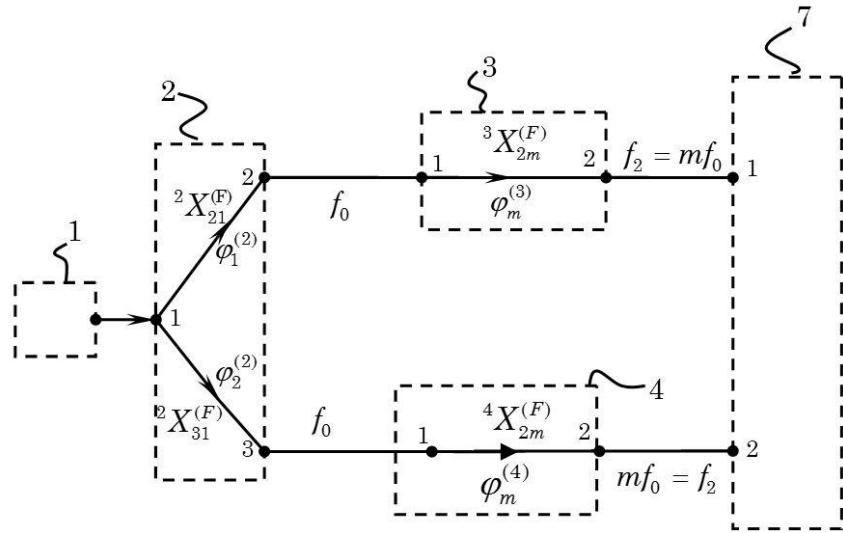


Рисунок 23 – Граф схемы калибровки

Работа схемы на рисунке 22 аналогична схеме на рисунке 20: синтезатор частот 3 присоединяют к векторному вольтметру 7 напрямую, без испытуемого смесителя. При этом частоту $f_2=mf_0$ оставляют прежней. Векторный вольтметр 7 измеряет отношение амплитуд и разность фаз на его портах уже на частоте f_2 . Это обеспечивается тем, что супергетеродинный приемник векторного вольтметра автоматически настраивается на нужную гармонику с частотой $mf_0=f_2$ сигнала от генератора комбинационных частот 4.

Таким образом, векторный вольтметр 7 измеряет отношение амплитуд вида:

$$\Delta U_m e^{-j\Delta\varphi_m} = \frac{\left[\begin{smallmatrix} {}^2 X_{21}^{(F)} e^{-j\varphi_1^{(2)}} \\ {}^2 X_{31}^{(F)} e^{-j\varphi_2^{(2)}} \end{smallmatrix} \right]}{\left[\begin{smallmatrix} {}^3 X_{2m}^{(F)} e^{-j\varphi_m^{(3)}} \\ {}^4 X_{2m}^{(F)} e^{-j\varphi_m^{(4)}} \end{smallmatrix} \right]}, \quad (129)$$

И разность фаз:

$$\Delta\varphi_m = \varphi_1^{(2)} + \varphi_m^{(3)} - \varphi_2^{(2)} - \varphi_m^{(4)}. \quad (130)$$

Решая (127) и (130) относительно $\varphi_n^{(S)}$ получаем:

$$\Delta\varphi_n^{(S)} = \Delta\varphi_n^{(1)} - \Delta\varphi_m + \varphi_n^{(4)} - \varphi_m^{(4)}.$$

Очевидно, что для $\varphi_n^{(T)}$ выражение будет таким же, однако оно будет иметь другое значение n , поэтому можно сокращенно записать:

$$\varphi_n^{(S,T)} = \Delta\varphi_n^{(1,2)} - \Delta\varphi_m + \varphi_n^{(4)} - \varphi_m^{(4)} \quad (131)$$

Аналогично решая (125), (126) и (129) относительно ${}^5 X_{22,11}^{(S)}$ и ${}^5 X_{22,11}^{(T)}$ имеем:

$${}^5X_{22,11}^{(S,T)} = \frac{\Delta U_n^{(1,2)} \cdot {}^4X_{2n}^{(F)}}{\Delta U_m \cdot {}^4X_{2m}^{(F)}} \quad (132)$$

Параметры $\Delta U_n^{(1)}$; ΔU_m ; $\Delta U_n^{(2)}$; $\Delta \varphi_n^{(1)}$; $\Delta \varphi_n^{(2)}$; $\Delta \varphi_m$ получают в ходе двух измерений на рисунке 20 и 22. Параметры ${}^4X_{2n}^{(F)}$; ${}^4X_{2m}^{(F)}$; $\varphi_n^{(4)}$; $\varphi_m^{(4)}$ являются паспортными параметрами генератора комбинационных частот 3, и предоставляются заводом-изготовителем.

Применяя формулу для погрешностей косвенных измерений для выражений (131) и (132) можно оценить погрешность определения комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя методом X-параметров. Для этого вычислим частные производные выражения (132):

$$\frac{\partial {}^5X_{22,11}^{(S,T)}}{\partial \Delta U_n^{(1,2)}} = \frac{{}^4X_{2n}^{(F)}}{\Delta U_m \cdot {}^4X_{2m}^{(F)}}$$

$$\frac{\partial {}^5X_{22,11}^{(S,T)}}{\partial {}^4X_{2n}^{(F)}} = \frac{\Delta U_n^{(1,2)}}{\Delta U_m \cdot {}^4X_{2m}^{(F)}}$$

$$\frac{\partial {}^5X_{22,11}^{(S,T)}}{\partial \Delta U_m} = -\frac{\Delta U_n^{(1,2)} \cdot {}^4X_{2n}^{(F)}}{\left[\Delta U_m\right]^2 \cdot {}^4X_{2m}^{(F)}}$$

$$\frac{\partial {}^5X_{22,11}^{(S,T)}}{\partial {}^4X_{2m}^{(F)}} = -\frac{\Delta U_n^{(1,2)} \cdot {}^4X_{2n}^{(F)}}{\Delta U_m \cdot \left[{}^4X_{2m}^{(F)}\right]^2}$$

В итоге, выражение для амплитудной погрешности метода X-параметров примет вид:

$$\begin{aligned} {}^5X_{22,11}^{(S,T)} = & \left\{ \left[\frac{{}^4X_{2n}^{(F)}}{\Delta U_m \cdot {}^4X_{2m}^{(F)}} \right]^2 \left[\delta \Delta U_n^{(1,2)} \right]^2 + \left[\frac{\Delta U_n^{(1,2)}}{\Delta U_m \cdot {}^4X_{2m}^{(F)}} \right]^2 \left[\delta \Delta {}^4X_{2n}^{(F)} \right]^2 + \dots \right\} \times \\ & \times \left\{ \dots + \left[\frac{\Delta U_n^{(1,2)} \cdot {}^4X_{2n}^{(F)}}{\left[\Delta U_m\right]^2 \cdot {}^4X_{2m}^{(F)}} \right]^2 \left[\delta \Delta U_m \right]^2 + \left[\frac{\Delta U_n^{(1,2)} \cdot {}^4X_{2n}^{(F)}}{\Delta U_m \cdot \left[{}^4X_{2m}^{(F)}\right]^2} \right]^2 \left[\delta {}^4X_{2m}^{(F)} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (133)$$

Выражение погрешности по фазе имеет вид:

$$\delta \varphi_n^{(S,T)} = \delta \Delta \varphi_n^{(1,2)} + \delta \Delta \varphi_m + \delta \varphi_n^{(4)} + \delta \varphi_m^{(4)} \quad (134)$$

Проанализируем полученные результаты. Коэффициенты $\delta \Delta U_n^{(1,2)}$; ΔU_m ; $\delta \Delta \varphi_n^{(1,2)}$

и $\delta \Delta \varphi_m$ являются аппаратными погрешностями векторного вольтметра и в общем виде они могут быть получены аналогично выражениям типа (104), (105), (106). Однако погрешности $\delta {}^4X_{2n}^{(F)}$; $\delta {}^4X_{2m}^{(F)}$; $\delta \varphi_n^{(4)}$; $\delta \varphi_m^{(4)}$ принадлежат генератору комбинационных частот. Они не могут быть вычислены, и их можно определить только

экспериментально. Но создатели технологии X-параметров в лице компании Agilent Technologies нигде в своих публикациях не упоминают о том, как эти погрешности измеряются. Более того, сами по себе величины $\varphi_n^{(4)}$ и $\varphi_m^{(4)}$ также неизвестны. В паспорте на генератор комбинационных частот типа U9391 производства Keysight Technologies [84] приводится лишь неравномерность фазового распределения между гармониками в диапазоне частот от 10 МГц до 67 ГГц. Она приведена в таблице 1.

Таблица 1. Неравномерность ФЧХ генераторов комбинационных частот фирмы Keysight Technologies, град.

Диапазон частот	Тип генератора		
	U9391C	U9391F	U9391G
10 МГц – 3 ГГц	±8,5	+10/ -10	+10/ -10
3 ГГц – 20 ГГц	±6,5	+10/ -10	+10/ -10
20 ГГц – 26,5 ГГц	±8,5	+10/ -10	+10/ -10
26,5 ГГц – 28 ГГц	–	+10/ -10	+20/ -10
28 ГГц – 38 ГГц	–	+20/ -10	+20/ -10
38 ГГц – 45 ГГц	–	+20/ -15	+20/ -15
45 ГГц – 50 ГГц	–	+20/ -15	+20/ -15
50 ГГц – 67 ГГц	–	–	+35/ -35

Исходя из таблицы 1, нельзя определить истинные сдвиги фаз $\varphi_n^{(4)}$ и $\varphi_m^{(4)}$ генератора комбинационных частот, впрочем, как нельзя определить и истинные сдвиги фаз между гармониками, вырабатываемыми генератором.

Однако сам факт существования неравномерности ФЧХ говорит о том, что в генераторе комбинационных частот имеют место нелинейные процессы. В работе [50] говорится, что в таких генераторах производства Keysight Technologies не используются диоды, либо другие нелинейные приборы, подобно тому, как это делается в обычных стробоскопических преобразователях частоты работающих на гармониках [17, 23].

В патенте Agilent Technologies на подобный генератор комбинационных частот [74] приведена его электрическая схема, которая изображена на рисунке 24.

Она состоит из резистивного делителя, образованного резисторами R_1 – R_3 , входного контакта A_1 , выходного контакта A_2 , первой микрополосковой линии задержки $L1$, второй микрополосковой линии задержки $L2$, дифференциального усилителя $L3$.

Схема работает следующим образом. На входной контакт A_1 подается

меандровый прямоугольный сигнал, который с помощью делителя $R_1 - R_3$ разветвляется и одна его часть подается через первую линию задержки $L1$ на неинвертирующий вход дифференциального усилителя $L3$, а другая, через вторую линию задержки $L2$, подается на инвертирующий вход дифференциального усилителя $L3$. Выходной полигармонический сигнал с усилителя $L3$ подается на выходной контакт $A2$. Процессы, происходящие в усилителе $L3$, показаны на рисунке 25.

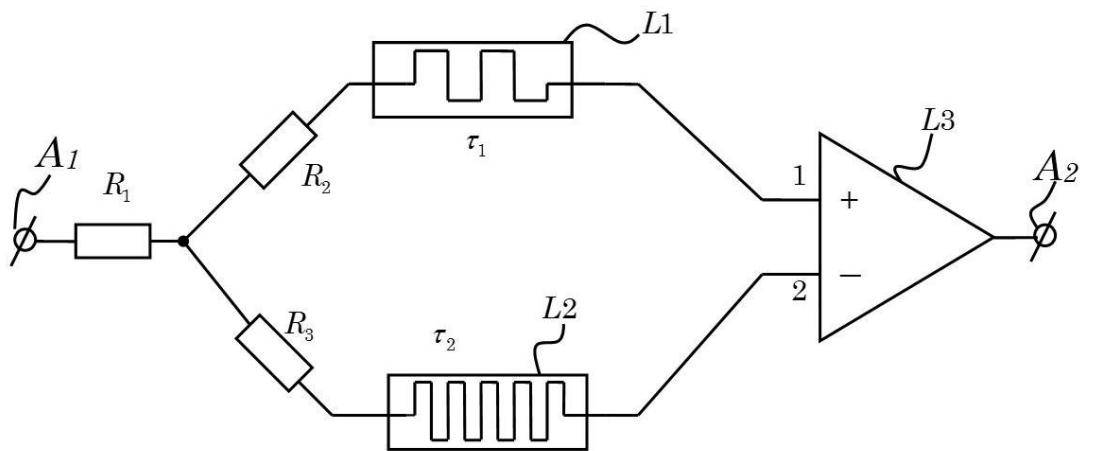


Рисунок 24 – Схема генератора комбинационных частот

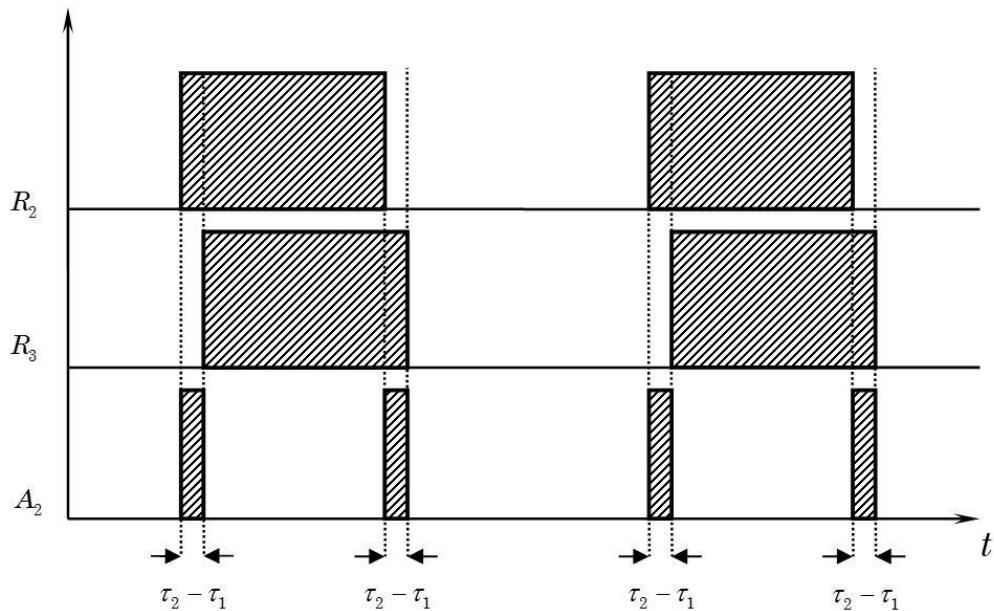


Рисунок 25 – Временная диаграмма сигналов в генераторе комбинационных частот

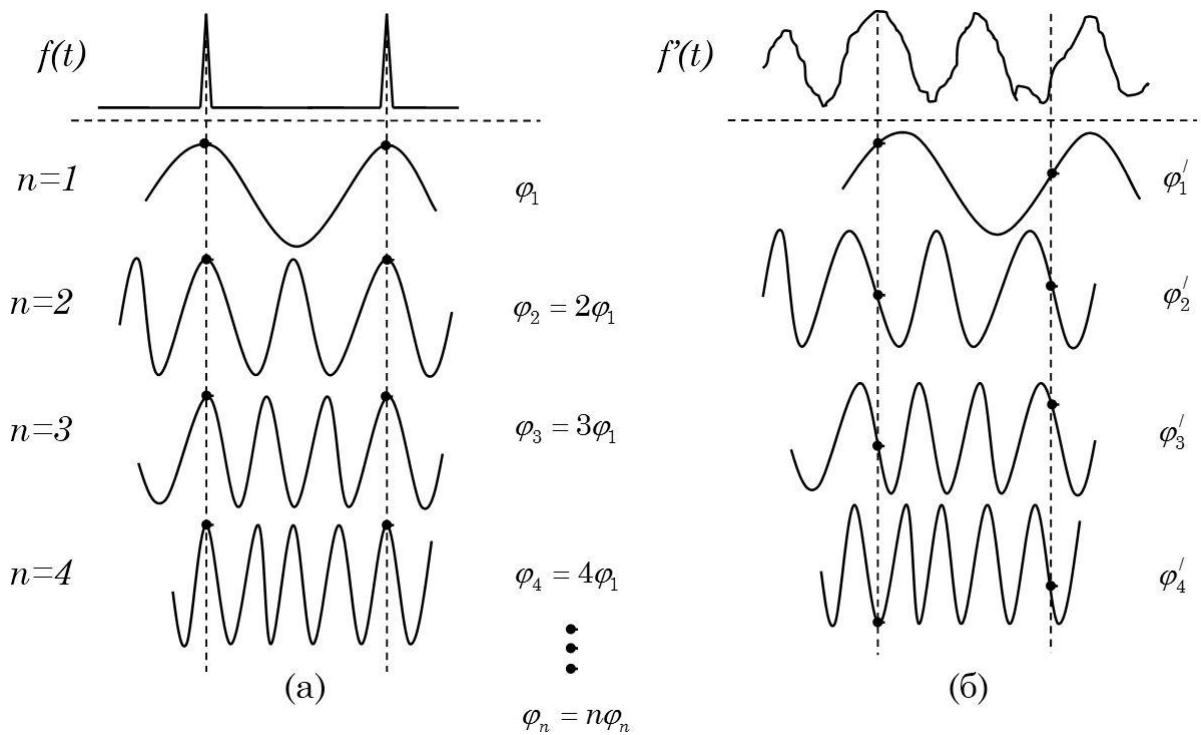


Рисунок 26 – Диаграмма для демонстрации сдвигов фаз между гармониками

На рисунке 25 масштаб времени не выдержан, реальная длительность широких входных импульсов составляет порядка 50 нс, а длительность коротких импульсов лежит в пределах 20 пс. Рисунок 26 демонстрирует фазовый сдвиг между гармоническими составляющими, полученными при помощи идеального генератора комбинационных частот с линейным фазовым распределением (а) и полученным с помощью полупроводникового диода (б) [90].

Из рисунка 26 видно, что у идеального генератора комбинационных частот распределение фазовых сдвигов между гармониками подчиняется линейному закону. Сдвиг фаз между любой из гармоник может быть выражен соотношением (124) или:

$$\varphi_n = \arctg \left[\frac{\int_0^T f(t) \cos n\omega t dt}{\int_0^T f(t) \sin n\omega t dt} \right] \quad (135)$$

Однако у реального генератора комбинационных частот ввиду нелинейной характеристики его ВАХ всегда будет присутствовать некоторое отклонение от линейного распределения фаз. Это отклонение может быть учтено путем введения в формулу (135) дополнительной искажающей функции $f'(t)$:

$$\varphi'_n = \varphi_n + \operatorname{arctg} \left[\frac{\int\limits_0^T f'(t) \cos n\omega t dt}{\int\limits_0^T f'(t) \sin n\omega t dt} \right] \quad (136)$$

По-видимому, функцию $f'(t)$ невозможно вычислить без существенных погрешностей, основываясь только лишь на параметрах нелинейного элемента, таких как барьерная емкость и других, что доказывается в [15]. По этой причине единственный способ определения величины φ'_n – это непосредственные ее измерения инструментальными методами. Однако, в этом случае это означает измерение истинного фазового сдвига, который генератор комбинационных частот вносит в входной сигнал при его преобразовании в одну из гармоник. Таким образом, измерение истинного сдвига фаз генератора комбинационных частот есть не что иное, как измерение истинного фазового сдвига обыкновенного преобразователя частоты, которое рассмотрено нами в параграфах 1.2, 2.1, 2.2. По этой причине, измерение комплексного коэффициента передачи испытуемого смесителя методом X-параметров при помощи генератора комбинационных частот, это то же самое, что его измерение относительно этого генератора. При этом стоит отметить, что генератор комбинационных частот гораздо широкополосней любого смесителя, и поэтому он удобней в использовании, но при относительных измерениях. Эти результаты были опубликованы в работе [93].

Подведем промежуточные итоги по рассматриваемому методу.

1 Метод измерения комплексного коэффициента передачи преобразователей частоты при помощи анализатора нелинейных цепей значительно сложнее в технической реализации, чем все рассмотренные методы. Однако при наличии нелинейного анализатора цепей, сама процедура измерений достаточно проста и требует минимума манипуляций.

2 Динамический диапазон измерений методом X-параметров мало зависит от частоты зондирующих сигналов, потому что в этом методе отсутствуют частотно-зависимые паразитные каналы приема, в отличие от предыдущих методов.

3 Для калибровки нелинейного анализатора цепей требуется специальный генератор комбинационных частот, который исполняет роль опорного смесителя, либо иное опорное устройство [54].

4 Истинный сдвиг фаз генератора комбинационных частот остается

неизвестным, и поэтому измерения методом Х-параметров носят относительный характер.

5 Опираясь на известные публикации в зарубежных литературных источниках можно утверждать, что принципиально рассмотренный метод Х-параметров не позволяет получать истинные значения элементов матриц рассеяния нелинейных СВЧ-устройств, содержащих гетеродинное преобразование частоты.

2.4 АНАЛИЗ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПОГРЕШНОСТЕЙ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

2.4.1 АМПЛИТУДНО-ЗАВИСИМЫЕ ПОГРЕШНОСТИ, ВЫЗЫВАЕМЫЕ СИГНАЛАМИ ГЕТЕРОДИНА

Полученные в параграфах 1.2 и 2.1 выражения для динамического диапазона метода суммы и разности и метода трех сумм и основанные на них выражения для погрешностей измерения модуля и фазы комплексного коэффициента передачи испытуемого нелинейного устройства СВЧ с преобразованием частоты, были синтезированы на основе составления выражений для паразитных каналов приема по ПЧ и по СВЧ, которые вносят в измерения прямые погрешности. Кроме того, в итоговые выражения для погрешностей измерения истинного сдвига фаз данными методами также вошли коэффициенты, учитывающие ошибки, возникающие за счет нестабильности фазовых сдвигов при переключениях и переподсоединениях в СВЧ трактах. Однако, рассмотренные погрешности являются не единственными, хотя и наиболее существенными. Рассмотрим амплитудно-зависимые погрешности, вызываемые гетеродинными сигналами при определении комплексных коэффициентов передачи испытуемых нелинейных устройств методом суммы и разности и методом трех сумм. В большинстве практических случаев и, особенно, в радиоприемных устройствах, построенных по супергетеродинной схеме, как правило, в смесительных узлах входных цепей мощность сигнала гетеродина намного превосходит мощность входного СВЧ-сигнала, который обычно поступает во входной смеситель непосредственно из антенны. По этой причине амплитуда мощности гетеродинного сигнала полностью определяет режим работы такого смесителя, его

истинный сдвиг фаз, и потери преобразования. Это происходит потому, что мощность сигнала гетеродина вносит основной вклад в разность потенциалов, прикладываемую к р-п переходу смесительного диода, которая в свою очередь прямо влияет на барьерную емкость, от которой и зависит истинный фазовый сдвиг диода. Путем регулировки мощности гетеродинного сигнала смеситель можно вывести в квадратичный режим работы, который, как известно из [9] является оптимальным для перемножения сигналов, что продемонстрировано на рисунке 27:

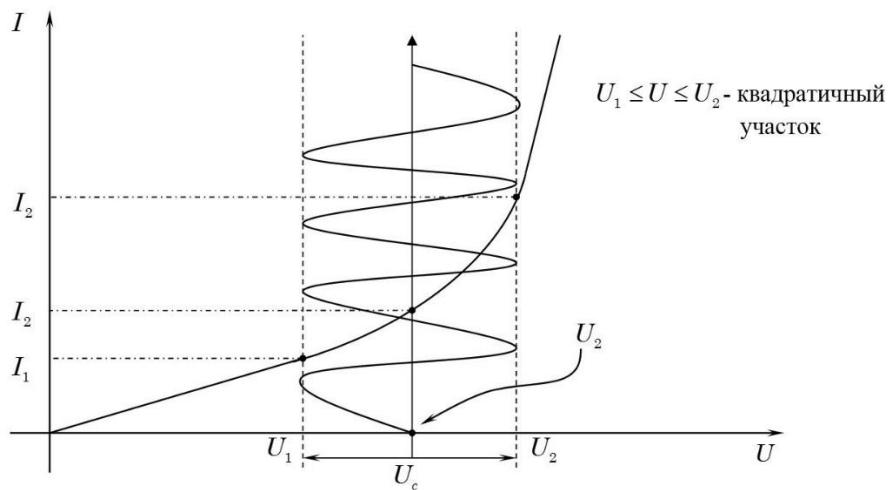


Рисунок 27 – Напряжение сигнала гетеродина устанавливает рабочую точку на ВАХ смесительного диода. U_2 – напряжение гетеродина, U_c – напряжение входного СВЧ-сигнала.

По этим причинам стабильность амплитуды сигнала гетеродина и ее неизменность необходимы для сохранения постоянства режима работы смесительного диода во всем диапазоне измеряемых частот. В методе отражений и методе Х-параметров это условие может быть достигнуто благодаря применению системы автоматической регулировки мощности [23] сигнала гетеродина и применением аттенюаторов с равномерной ФЧХ [35]. Однако применение такой системы в методах суммы и разности и трех сумм не решает проблемы нестабильности гетеродинного сигнала на гетеродинных входах испытуемого и опорного смесителей, поскольку применение измерительных фазовых мостов в данных методах требует использования равноплечевых делителей мощности. Но ослабление в плечах таких делителей неидентично в диапазоне частот. В работе [15] проведено исследование, с целью определения типов наиболее подходящих делителей для измерительного фазового моста (ИФМ), используемого при определении комплексных параметров смесителей.

Однако, наибольшее внимание в этом исследовании обращается на неидентичность фазочастотных характеристик плеч делителей ИФМ. Было отмечено, что оптимальными по критериям идентичности и равномерности являются ФЧХ волноводных, либо коаксиально-волноводных делителей. Но известно, что волноводные узлы, выполненные даже на волноводах П- и Н- типа все же являются достаточно узкополосными устройствами, к тому же имеющими достаточно крупные габариты на низких частотах. В то же время, современные анализаторы цепей имеют сверхширокую полосу пропускания, до 10 октав и выше [32], поэтому применение волноводных узлов при проектировании современной конкурентно-способной радиоизмерительной техники нежелательно. Применение же в ИФМ коаксиальных тройников при измерении параметров смесителей может вызвать дополнительные трудности, связанные с неидентичностью ослабления их плеч в диапазоне рабочих частот.

Проанализируем погрешности, вызываемые этими неидентичностями в методе суммы и разности и методе трех сумм. Для этого рассмотрим граф на рисунке 28. Данный граф описывает только связи сигналов, вырабатываемых гетеродином «L_{0g}» с опорным смесителем «O» и испытуемым смесителем «X». Гетеродин соединен со смесителем через тройник «T» и СВЧ-тракт «L₀» и «L_{0'}». Передача сигнала от гетеродина к смесительному диоду S_{D1} испытуемого смесителя «X» составленная по правилу некасающегося контура:

$$S_{31}^{D1} = \frac{S_{31}^T \cdot S_{12}^{L0} \cdot S_{34}^X}{S'_{L0} S_{11}^T + S_{33}^T S_{22}^{L0} + S_{11}^{L0} S_{44}^X + S_{33}^X S_{D1} + 1}. \quad (137)$$

Аналогично передача сигнала от гетеродина L_{0g} к смесительному диоду S_{D2} опорного смесителя «O» имеет вид:

$$S_{31}^{D2} = \frac{S_{21}^T \cdot S_{21}^{L0'} \cdot S_{34}^O}{S'_{L0} S_{11}^T + S_{22}^T S_{11}^{L0'} + S_{22}^{L0'} S_{44}^O + S_{33}^O S_{D2} + 1}. \quad (138)$$

Разделив (137) на (138) получим выражение, характеризующее неидентичность плеч измерительного фазового моста S_{HR}

$$S_{HR} = \frac{S_{31}^{D1}}{S_{31}^{D2}} = \frac{S_{31}^T \cdot S_{12}^{L0} \cdot S_{34}^X}{S_{21}^T \cdot S_{21}^{L0'} \cdot S_{34}^O} \cdot \frac{K_{43}}{K_{42}}, \quad (139)$$

где: K₄₂ – выражает знаменатель (137);

K₄₃ – выражает знаменатель (138).

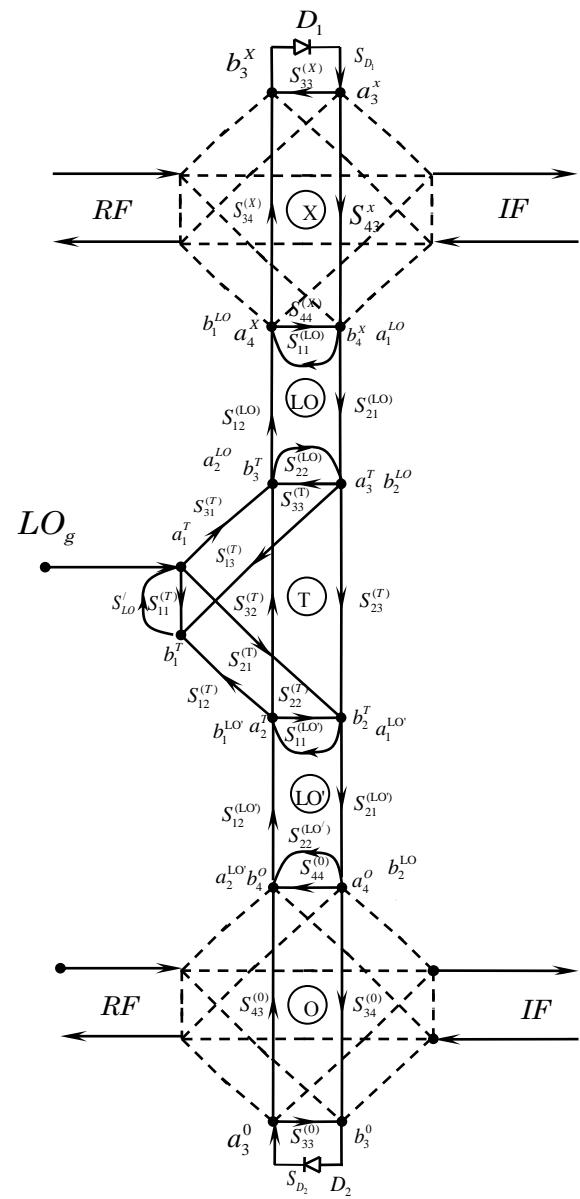


Рисунок 28 – Граф путей гетеродинных сигналов

Учитывая, что S-параметры с индексом «Х» невозможno контролировать и изменять, т.к. они относятся к испытуемому смесителю, можно ограничить рассмотрение верхнего плеча ИФМ на рисунке 28 до сечения $(b_1^{L0} - a_1^{L0})$ и тогда формула (139) может быть упрощена:

$$S_{H\Gamma} = \frac{S_{31}^T \cdot S_{12}^{L0}}{S_{31}^T \cdot S_{12}^{L0'} \cdot S_{34}^O} \cdot \frac{K_{43}}{S'_{L0} S_{11}^T + S_{33}^T S_{22}^{L0} + S_{11}^{L0} + 1}. \quad (140)$$

Продифференцировав все сомножители первой дроби по частоте, получим приближенное (без учета погрешностей рассогласования) условие отсутствия амплитудно-зависимых погрешностей:

$$\left[\frac{dS_{31}^T}{df} + \frac{dS_{12}^{L0}}{df} \right] = \left[\frac{dS_{31}^T}{df} + \frac{dS_{12}^{L0'}}{df} + \frac{dS_{34}^O}{df} \right]. \quad (141)$$

Полученное выражение (140) и $S_{H\Gamma}$ позволяют оценить степень различия режимов работы испытуемого и опорного смесителей, которая обусловлена разными уровнями сигналов гетеродина, поступающих на смесительные диоды. Величина погрешности определения модуля коэффициента передачи испытуемого смесителя может быть определена по формуле:

$$|\delta L_{\Gamma}| = L(P_{\Gamma}) - L(P_{\Gamma} \cdot S_{H\Gamma}) \Big|_{f_e, f_c, f_{nu} = const}, \quad (142)$$

где: $L(P_{\Gamma})$ – функция, выражающая потери преобразования испытуемого смесителя, в зависимости от мощности гетеродина.

P_{Γ} – мощность сигнала гетеродина;

f_e – частота гетеродина;

f_c – частота входного СВЧ-сигнала;

f_{nu} – промежуточная частота.

Аналогично, амплитудно-фазовая погрешность испытуемого смесителя, вызываемая неравномерностью гетеродинного сигнала имеет вид:

$$|\delta\phi_{\Gamma}| = \phi(P_{\Gamma}) - \phi(P_{\Gamma} \cdot S_{H\Gamma}) \Big|_{f_e, f_c, f_{nu} = const} \quad (143)$$

где: $\phi(P_{\Gamma})$ – функция, выражающая зависимость истинного сдвига фаз испытуемого смесителя в зависимости от мощности гетеродина.

Полученные выражения (142) и (143) содержат неизвестные функции $L(P_{\Gamma})$ и $\phi(P_{\Gamma})$. Эти функции должны быть измерены заранее, для каждой из частот отдельно, в режимах с постоянной и переменной ПЧ и в широком диапазоне уровней мощности

гетеродина. Измерение функции $L(P_\Gamma)$ проводят с помощью схемы на рисунке 29.

Схема на рисунке 29 состоит из генератора испытательных сигналов 1, гетеродина 2, регулируемого аттенюатора 3, испытуемого смесителя 4, анализатора спектра 5, с функцией измерения абсолютного уровня мощности. Генератор 1 и гетеродин 2 синхронизированы между собой с помощью системы ФАПЧ. Гетеродин 2 имеет калиброванный уровень выходной мощности, которая стабилизирована во всем диапазоне выходных частот.

Схема работает следующим образом: сначала путем настройки соотношения между частотами f_c и f_e сигналов генератора 1 и гетеродина 2 добиваются нужной промежуточной частоты $f_c \pm f_e$. Затем, регулируя мощность сигнала гетеродина 2 с помощью аттенюатора 3, с помощью анализатора спектра 5 измеряют зависимость абсолютного уровня мощности сигнала ПЧ от мощности гетеродина. Таким образом,

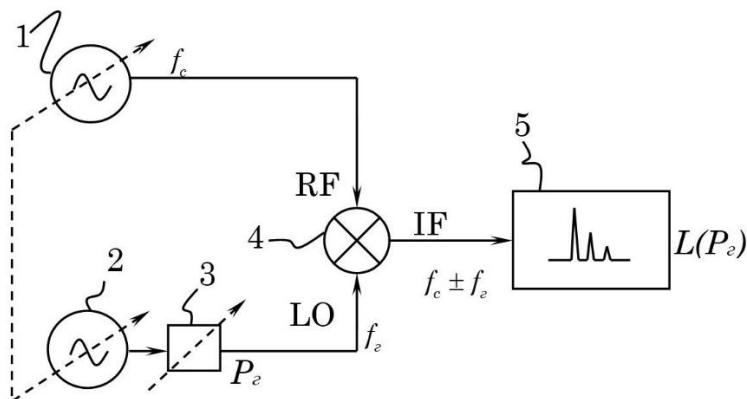


Рисунок 29 – Схема измерения функции $L(P_\Gamma)$

получают зависимость $L(P_\Gamma)$. Измерение проводят для различных промежуточных частот и в различных режимах перестройки частоты – при синхронном качании генераторов 1 и 2 (режим с постоянной ПЧ) и при качании только одного из генераторов, при фиксированной частоте другого (режим с переменной ПЧ). Можно также применять методику описанную в [55,61,83].

Функция $\varphi(P_\Gamma)$ есть не что иное, как амплитудно-фазовая погрешность испытуемого смесителя. Процесс ее измерения значительно сложнее и будет проанализирован ниже.

2.4.2 АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫЕ ПОГРЕШНОСТИ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ РАЗНОСТИ ПАРАМЕТРОВ ДВУХ СМЕСИТЕЛЕЙ

Другим дополнительным источником погрешностей определения истинного сдвига фаз методом суммы и разности, и методом трех сумм являются различные уровни амплитуд входных СВЧ-сигналов испытуемого и опорного смесителей, которые обусловлены неравномерностью и неидентичностью тройника испытательных сигналов. В отличие от случая, рассмотренного в параграфе 2.1, нестабильность амплитуд входных СВЧ-сигналов не приводит к существенному смещению рабочей точки смесителей, в силу большой разницы между амплитудами входных СВЧ-сигналов и сигналов гетеродина. Однако, эта нестабильность все же может приводить к возникновению амплитудно-фазовой погрешности. Для получения выражений, описывающих эту погрешность, необходимо рассмотреть график на рисунке 30. Данный график аналогичен рисунку 28. Он описывает связи испытательных сигналов с выводами RF испытуемого «Х» и опорного «О» смесителей. Передача сигнала от генератора испытательных сигналов RF_g к смесительному диоду D₁ испытуемого смесителя «Х» имеет вид:

$$S_{31}^{D_1C} = \frac{S_{31}^{T'} \cdot S_{21}^{RF} \cdot S_{31}^X}{S_{RF}^C S_{11}^{TC} + S_{11}^{RF} S_{33}^{TC} + S_{22}^{RF} S_{11}^X + S_{D1} S_{33}^X + 1} . \quad (144)$$

Аналогично, передача до диода D₂ опорного смесителя «О» имеет вид:

$$S_{31}^{D_2C} = \frac{S_{21}^{TC} \cdot S_{21}^{RF'} \cdot S_{31}^O}{S_{RF}^C S_{11}^{TC} + S_{11}^{T'} S_{22}^{RF'} + S_{22}^{RF} S_{11}^O + S_{33}^O S_{D2} + 1} . \quad (145)$$

Отношения выражений (144) и (145) дают формулу для неидентичности плеч делителя ТС. Исключая из этого выражения параметр S_{31}^X , т.к. он относится к испытуемому смесителю, получаем выражение аналогичное (139):

$$S_{HC} = \frac{S_{31}^{D_1C}}{S_{31}^{D_2C}} = \frac{S_{31}^{TC} \cdot S_{21}^{RF}}{S_{21}^{TC} \cdot S_{21}^{RF'} \cdot S_{31}^O} \cdot \frac{K_{44}}{S_{RF}^C S_{11}^{TC} + S_{11}^{RF} S_{33}^{TC} + S_{22}^{RF} + 1} , \quad (146)$$

где K_{44} – выражает знаменатель формулы (145).

В результате амплитудно-фазовая погрешность определения истинного сдвига фаз испытуемого смесителя, обусловленная неравномерностью амплитуд зондирующих сигналов может быть представлена в виде:

$$|\delta\varphi_C| = \varphi(P_C) - \varphi(P_\Gamma \cdot S_{HC}) \Big|_{f_e, f_c, f_{n_e} = \text{const}} , \quad (147)$$

где: $\varphi(P_C)$ – функция, выражающая зависимость истинного сдвига фаз испытуемого смесителя в зависимости от мощности входного сигнала.

Функция $\varphi(P_C)$ в выражении (147) аналогична функции $\varphi(P_\Gamma)$ в выражении (143).

Способ ее измерения будет изложен далее в работе.

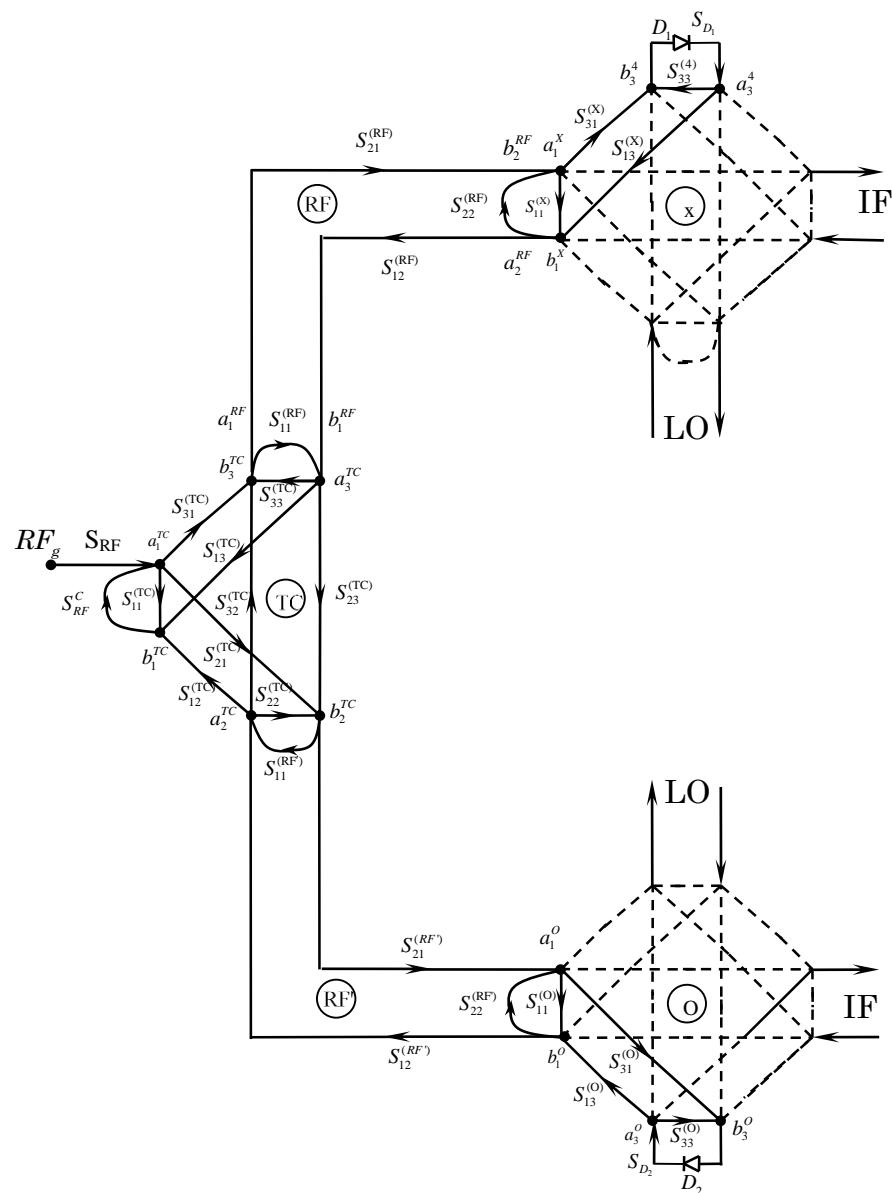


Рисунок 30 – Граф неравномерности путей испытательных СВЧ-сигналов

2.4.3 АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫЕ ПОГРЕШНОСТИ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ СУММЫ ПАРАМЕТРОВ ДВУХ СМЕСИТЕЛЕЙ

В ходе анализа схемы измерения суммарного комплексного коэффициента передачи двух смесителей в параграфах 2.2 и 2.3 нами были установлены условия, что для увеличения динамического диапазона таких измерений, тракт, соединяющий испытуемый и опорный смесители, должен обладать частотно-избирательными свойствами. Применение полосно-пропускающего фильтра в диапазоне промежуточных частот при измерении суммы параметров двух смесителей позволяет существенно снизить передачи паразитных каналов связи по промежуточной частоте, за счет чего и увеличивается точность измерений. Однако, в силу того, что нельзя создать фильтр с идеально гладкой АЧХ, отфильтрованный сигнал ПЧ имеет флюктуации по амплитуде, что и приводит к амплитудно-фазовой погрешности. Эта погрешность вызывается нестабильностью входного сигнала смесителя, осуществляющего обратное преобразование частоты при измерении суммы параметров двух смесителей. Выражения, полученные в параграфах 2.2 и 2.3, никак не учитывают этот тип погрешности. Для ее математического описания рассмотрим график на рисунке 31.

Измеряемый суммарный коэффициент передачи двух смесителей, т.е. передача от сечения $(b_1^X - a_1^X)$ до сечения $(b_1^0 - a_1^0)$ имеет вид:

$$S_{11}^{(0X)} = \frac{S_{31}^X \cdot S_{D1} \cdot S_{23}^X \cdot S_{21}^{IF} \cdot S_{32}^0 \cdot S_{D2} \cdot S_{13}^0}{1 + S_{11}^{RF} S_{11}^X + S_{33}^X S_{D1} + S_{22}^X S_{11}^{IF} + S_{22}^{IF} S_{22}^0 + S_{33}^0 S_{D2} + S_{11}^0 S_{11}^{RF}} . \quad (148)$$

В данном выражении наиболее нестабильными являются коэффициенты S_{D1} и S_{D2} , потому что они в значительной мере зависят от амплитуды сигнала, подводимого к смесительным диодам D_1 и D_2 . В случае, когда испытательные сигналы СВЧ поступают сначала на испытуемый смеситель X, как это показано на рисунке 30, амплитудно-фазовая погрешность смесительного диода S_{D1} относительно мала, т.к. тракт S_{31}^X и S_{13}^0 можно сделать достаточно высококачественными, с равномерной АЧХ. Однако потери преобразования смесительного диода D_1 нелинейны в частотном диапазоне, и поэтому амплитуда сигнала промежуточной частоты, поступающая на смесительный диод D_2 от диода D_1 через тракт IF, нестабильна. Это приводит к

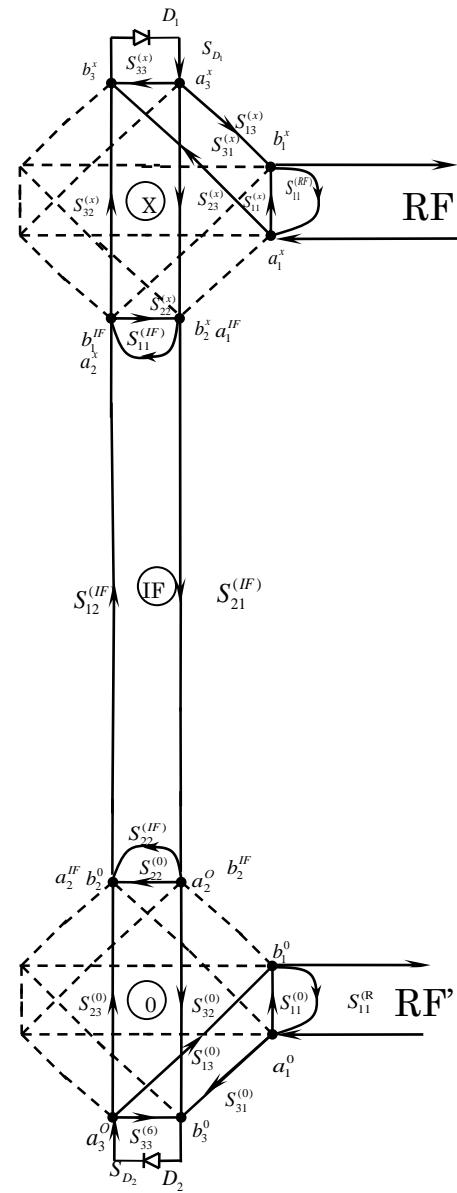


Рисунок 31 – Упрощенный график измерения суммы параметров двух смесителей

возникновению амплитудно-фазовой погрешности. Неравномерность амплитуды сигнала, подводимого к смесительному диоду D_2 , может быть найдена исходя из выражения:

$$S_{31}^{(D_2RF)} = \frac{S_{31}^X S_{D1} S_{23}^X S_{21}^{IF} S_{32}^O}{1 + S_{11}^X S_{11}^{RF} + S_{33}^X S_{D1} + S_{22}^X S_{11}^{IF} + S_{22}^{IF} S_{22}^O}. \quad (149)$$

При этом амплитудно-фазовая погрешность опорного смесителя «О» может быть получена аналогично (147):

$$|\delta\varphi_{\text{ПЧ}}| = \varphi(P_{\text{ПЧ}}) - \varphi(P_{\text{ПЧ}} \cdot S_{31}^{(D_2RF)}) \Big|_{f_e, f_c, f_{\text{ПЧ}} = \text{const}}, \quad (150)$$

где $\varphi(P_{\text{ПЧ}})$ – функция амплитудно-фазовой погрешности опорного смесителя, измеренная на промежуточной частоте $f_{\text{ПЧ}}$ и аналогичная введенным ранее функциям $\varphi(P_c)$ и $\varphi(P_\Gamma)$.

Нами рассмотрен случай измерения суммы параметров двух смесителей, когда они соединены портами промежуточной частоты. Однако, полученные выражения (148) – (150) подходят и для случая, когда смесители соединены портами СВЧ. В этом случае необходимо изменить индексы S-параметров, но общий вид выражений останется неизменным.

ВЫВОДЫ КО ВТОРОМУ РАЗДЕЛУ

1 Проведен анализ возможных способов определения модуля и фазы комплексных коэффициентов передачи нелинейных СВЧ-устройств содержащих преобразование частоты. Установлено, что при прочих равных условиях погрешности по фазе за счет ограничения динамического диапазона у метода суммы и разности и метода трех сумм соизмеримы. Однако, за счет большого количества переключений в СВЧ трактах, метод трех сумм уступает методу суммы и разности по точности, за счет более высокой погрешности переключений.

2 Основной погрешностью метода отражения является амплитудно-фазовая погрешность, обусловленная различными уровнями падающего и отраженного сигналов, проходящих через смеситель. Получены выражения, позволяющие учесть эту погрешность, которая сопоставима с методами первой группы, однако погрешности начинают резко увеличиваться, если потери преобразования испытуемого смесителя превышают 10 дБ.

3 Метод определения параметров СВЧ-смесителей при помощи анализатора нелинейных цепей на основе X-параметров фактически основан на сравнении сдвига фаз испытуемого смесителя со сдвигом фаз эталонного генератора гармоник. Данный генератор, по сути, является эталонным смесителем, и его параметры должны быть заранее рассчитаны либо измерены другим методом. Получены выражения для определения погрешности измерений данным методом, однако для их использования требуются параметры генератора комбинационных частот, которые производителем не приводятся.

4 На основании изложенного можно сделать вывод, что наиболее универсальным и точным является метод суммы и разности, и его следует рассматривать как основу при построении нового устройства для измерения параметров смесителей.

5 Проанализированы различные источники дополнительных погрешностей, которые имеют место при измерении комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей. На основании проведенного анализа можно сделать вывод, что в большинстве случаев такие погрешности являются амплитудно-зависимыми.

6 Наиболее существенными являются амплитудно-фазовые погрешности, которые вызываются нестабильностью амплитуды гетеродинных сигналов,

подаваемых на испытуемый и опорный смесители при их соединении в схеме измерительного фазового моста. Для их снижения необходимо обеспечивать постоянный уровень мощности гетеродинного сигнала на портах смесителей. Этого можно добиться путем применения систем автоматической регулировки усиления в плечах тройников гетеродинных сигналов, однако наличие нелинейной ФЧХ у подобных усилителей существенно снижает их преимущества. По этой причине наиболее выгодным выглядит путь измерения амплитудно-фазовых погрешностей для их последующей компенсации.

7 Для каждого типа рассмотренных погрешностей получены аналитические выражения позволяющие оценить их величины. Эти выражения могут быть использованы для корректировки ранее полученных в первом разделе выражений для погрешностей определения истинного сдвига фаз испытуемого нелинейного СВЧ-устройства с преобразованием частоты методом суммы и разности или выражений для метода трех сумм из второго раздела.

3 ОПИСАНИЕ НОВОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ И ЕГО ПРИЛОЖЕНИЯ

3.1 МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФУНКЦИИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ ПОГРЕШНОСТИ УСТРОЙСТВ СВЧ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

Ранее нами были введены функции амплитудно-фазовой погрешности $\varphi(P_{nq})$, $\varphi(P_c)$, $\varphi(P_r)$. В работе [15] были рассмотрены методы теоретического расчета этих функций, однако в этой же работе показано, что погрешности теоретических расчетов достаточно велики и могут достигать пятидесяти процентов и более.

Известен метод [25] определения и исключения амплитудно-фазовой погрешности в векторном анализаторе цепей, заключающийся в том, что динамический диапазон амплитуд испытательного сигнала СВЧ делят на равные по величине динамические поддиапазоны амплитуд в пределах которых амплитудно-фазовая погрешность пренебрежимо мала и измеряют комплексные коэффициенты усиления в каждом из них, а затем сравнивают с их идеальными величинами по модулю и фазе. Определяют величину амплитудно-фазовой погрешности, которую нормируют для каждого аттестуемого динамического поддиапазона амплитуд, каждый из которых реализуют путем включения в каждом из двух каналов супергетеродинного приемника дискретно перестраиваемых операционных усилителей, коэффициенты усиления в которых изменяют путем переключения резисторов в цепях их обратных связей. Аттестацию амплитудно-фазовой погрешности каждого из динамических поддиапазонов амплитуд производят путем подачи в них зондирующего сигнала вырабатываемого в дополнительном генераторе с частотой, равной промежуточной частоте испытательного сигнала двухканального супергетеродинного приемника, подаваемого на его входы через равноплечный делитель.

Однако этот и другие [26, 29] методы определения амплитудно-фазовой погрешности не учитывают эту самую погрешность, возникающую в смесителях СВЧ. Это происходит из-за незнания истинной величины фазовых сдвигов, возникающих в СВЧ смесителях при гетеродинном преобразовании испытательного сигнала СВЧ в сигнал промежуточной частоты.

Предлагается новый метод определения величины амплитудно-фазовой погрешности [28].

Часто полупроводниковые входные СВЧ смесители двухканального супергетеродинного приемника измерителя комплексных параметров четырехполюсников СВЧ, для упрощения их конструкции выполняются в однодиодном исполнении, что существенно упрощает задачу определения их амплитудно-фазовой погрешности.

Новый метод определения амплитудно-фазовой погрешности полупроводниковых смесителей СВЧ, заключается в том, что в устройстве для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ, состоящем из двухчастотного источника первого и второго когерентных испытательных сигналов СВЧ и двухканального супергетеродинного приемника, состоящего из двух входных полупроводниковых смесителей СВЧ и индикатора отношений уровней сигналов в первом и втором его каналах, измеряют сумму и разность фазовых сдвигов двух испытуемых входных полупроводниковых смесителей СВЧ, из которых находят истинные фазовые сдвиги каждого из этих испытуемых смесителей СВЧ на их рабочих частотах и в рабочих точках их вольтамперных характеристик. Затем, используя аналитические выражения, связывающие фазовый сдвиг каждого смесителя СВЧ с емкостью р-п перехода его полупроводникового диода, вычисляют эту емкость для каждого из двух аттестуемых входных смесителей СВЧ. Применяя равенство, связывающее дифференциальное изменение величины абсолютного фазового сдвига каждого испытуемого входного смесителя СВЧ в зависимости от величины тока, протекающего через смесительный диод с его электрическими параметрами и емкостью р-п перехода, вычисляют амплитудно-фазовую погрешность полупроводникового диода входного смесителя СВЧ на его рабочей частоте и в рабочей точке его вольтамперной характеристики, в зависимости от изменения амплитуды испытательного сигнала СВЧ.

На рисунке 32 представлена блок-схема устройства для осуществления предлагаемого метода.

Устройство содержит первый переключатель 1, двухчастотный источник когерентных первого и второго испытательных сигналов СВЧ 2, второй переключатель 3, первый ампервольтметр 4, первый СВЧ смеситель 5, второй СВЧ смеситель 6, второй ампервольтметр 7, третий переключатель 8, равноплечный

делитель 9, генератор промежуточной частоты 10, четвертый переключатель 11, двухканальный индикатор отношений 12, вычислитель 13, двухканальный супергетеродинный приемник 14.

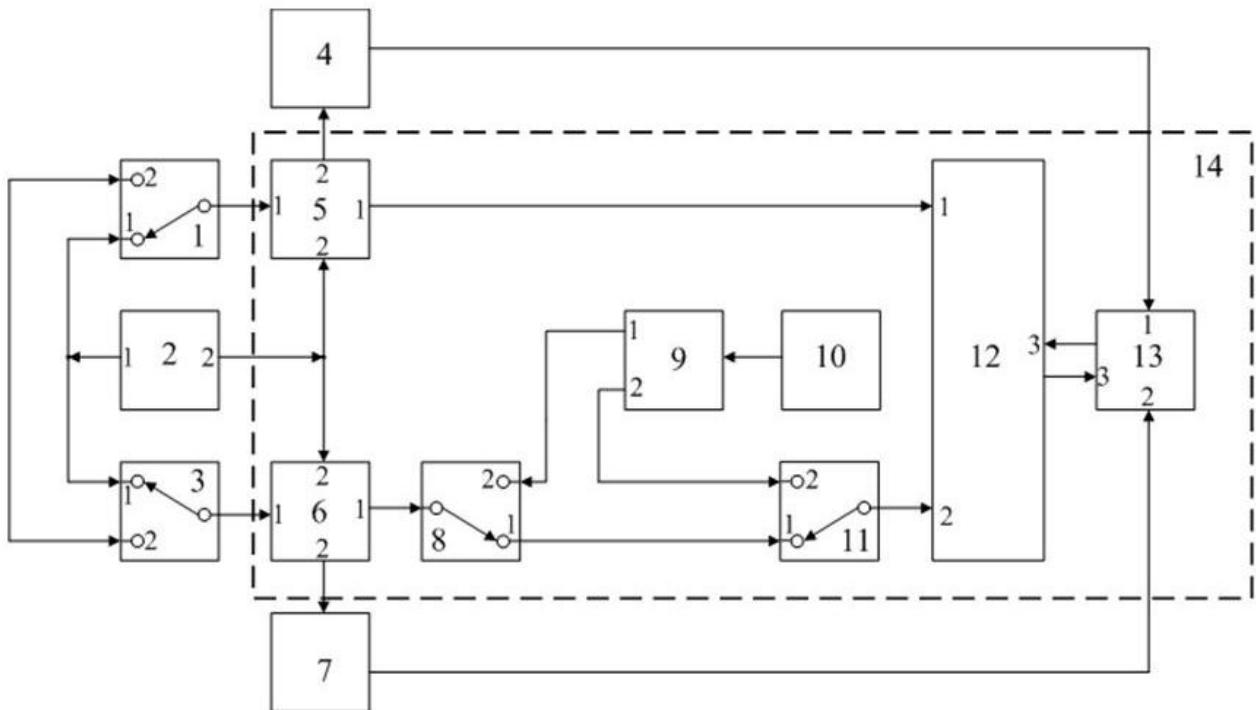


Рисунок 32 – Метод измерения амплитудно-фазовой погрешности

Схема работает следующим образом. Вначале устанавливают переключатели 1, 3, 8 и 11 в первое положение их подвижных контактов и выравнивают электрические длины трактов первого испытательного сигнала СВЧ с частотой ω_1 от первого выхода источника двухчастотных испытательных сигналов СВЧ 2 к первым входам первого СВЧ смесителя 5 и второго СВЧ смесителя 6, и второго испытательного сигнала СВЧ с частотой ω_2 от второго выхода двухчастотного источника когерентных испытательных сигналов СВЧ 2 ко вторым входам первого СВЧ смесителя 5 и второго СВЧ смесителя 6. Равенство этих электрических длин контролируют по нулевым показаниям фазометра двухканального индикатора отношений 12. Для этих целей используют дополнительный СВЧ смеситель, который включают вместо второго СВЧ смесителя 6. После выравнивания электрических длин дополнительный СВЧ смеситель заменяют штатным вторым СВЧ смесителем 6 и измеряют разность фаз между фазовым сдвигом вносимым первым СВЧ смесителем 5 ϕ_1 и вторым СВЧ смесителем 6 ϕ_2 с помощью индикатора отношений 12. Эти измерения проводят на

промежуточной частоте ω_3 двухканального супергетеродинного приемника 14, образованной как разность частот между первым испытательным сигналом СВЧ $U_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \phi_1)$ и вторым испытательным сигналом СВЧ $U_2 = U_{m2} \cos(\omega_2 t + \phi_2)$, где U_1 и U_{m1} – текущее и амплитудное значения первого испытательного сигнала СВЧ на входе первого СВЧ смесителя 5, U_2 и U_{m2} – текущее и амплитудное значения второго испытательного сигнала СВЧ на входе второго СВЧ смесителя 6, этот сигнал промежуточной частоты описывается уравнением:

$$U_3 = U_{m1} U_{m2} [\cos((\omega_1 - \omega_2)t + \phi_1 - \phi_2)] = U_{m3} \cos(\omega_3 t + \phi_1 - \phi_2), \quad (151)$$

где ϕ_1 – сдвиг фаз первого СВЧ смесителя 5, ϕ_2 – сдвиг фаз второго СВЧ смесителя 6.

Численное значение разности фаз $\phi_1 - \phi_2 = A$, измеренное индикатором отношений 12, передают и запоминают в вычислителе 13, представляющим собой микропроцессор, через его третий вход.

Затем переводят подвижные контакты переключателей 1, 3, 8 и 11 во второе положение. В этом случае первый вход СВЧ сигнала с частотой ω_1 первого СВЧ смесителя 5 соединяется с первым входом второго СВЧ смесителя 6 (также СВЧ входом сигнала с частотой ω_1). На первый выход второго СВЧ смесителя 6 подают сигнал промежуточной частоты ω_3 через первый выход равноплечного делителя 9, от генератора промежуточной частоты 10. Присоединение второго испытательного сигнала СВЧ ω_2 ко вторым входам первого СВЧ смесителя 5 и второго СВЧ смесителя 6 остается неизменным. В результате смешивания сигналов с частотами ω_3 и ω_2 получают и выделяют сигнал с первой испытательной частотой ω_1 , определяемый по формуле:

$$U_1 = U_{m2} U_{m3} \cos((\omega_2 + \omega_3)t + \phi_2 + \phi_3) = U_{m2} U_{m3} \cos(\omega_1 t + \phi_2 + \phi_3), \quad (152)$$

где U_{m3} – амплитудное значение сигнала частоты ω_3 от генератора промежуточной частоты 10, а ϕ_3 – фаза этого сигнала.

Этот сигнал подают на первый вход первого СВЧ смесителя 5 и с помощью второго испытательного сигнала СВЧ с частотой ω_2 преобразуют в сигнал промежуточной частоты ω_3 , который и выделяют на первом его выходе. Преобразование осуществляют

по формуле:

$$U_3 = U_{m2} U_{m3} \cos((\omega_2 + \omega_3)t + \phi_2 + \phi_3) \cdot U_{m2} \cos(\omega_2 t + \phi_1). \quad (153)$$

Выделяя при преобразовании разность частот $(\omega_1 - \omega_2)$ и учитывая, что первый СВЧ смеситель 5 и второй 6 СВЧ смеситель включены последовательно, а присоединение к ним второго испытательного сигнала ω_2 остается неизменным, на первом выходе первого СВЧ смесителя 5 получают сигнал промежуточной частоты ω_3 , содержащий сумму сдвигов фаз первого СВЧ смесителя 5 ϕ_1 и второго СВЧ смесителя 6 ϕ_2 :

$$U_3 = U_{m3} \cos(\omega_3 t + \phi_1 + \phi_2 + \phi_3). \quad (154)$$

Этот сигнал подают на первый вход двухканального индикатора отношений 12, на второй вход которого поступает сигнал непосредственно от генератора промежуточной частоты 10 через второй выход равноплечного делителя 9 в виде: $U_3 = U_{m3} \cos(\omega_3 t + \phi_3)$. В индикаторе отношений 12 выделяют сдвиг фаз равный сумме сдвигов фаз первого СВЧ смесителя 5 ϕ_1 и второго СВЧ смесителя 6 ϕ_2 , численную величину которого $B = \phi_1 + \phi_2$ вносят в память микропроцессора вычислителя 13 через его третий вход. Решая в вычислителе 13 систему уравнений:

$$\begin{cases} \phi_1 - \phi_2 = A \\ \phi_1 + \phi_2 = B \end{cases}, \quad (155)$$

находят истинные сдвиги фаз первого СВЧ смесителя 5 и второго СВЧ смесителя 6, вносимые ими в сигналы промежуточной частоты ω_3 в процессе гетеродинного преобразования частоты ω_1 первого испытательного сигнала СВЧ.

Изменение истинного сдвига фаз первого СВЧ смесителя 5 ϕ_1 и второго СВЧ смесителя 6 ϕ_2 в зависимости от амплитуды первого испытательного сигнала СВЧ на их первых входах определяет величину амплитудно-фазовой погрешности каждого из этих смесителей СВЧ.

Величины истинных сдвигов фаз ϕ_1 и ϕ_2 находят в рабочих точках вольтамперных характеристик смесительных диодов первого СВЧ смесителя 5 и второго СВЧ смесителя 6, которые в свою очередь определяются уровнями первого и второго испытательных сигналов СВЧ. Следовательно, собственные внутренние параметры смесительных СВЧ диодов также зависят от уровней первого и второго

испытательных сигналов СВЧ, изменение которых пропорционально изменению сдвигов фаз ϕ_1 и ϕ_2 . На этом основании формулы для определения амплитудно-фазовой погрешности находят следующим путем.

Известно, что полупроводниковый смесительный диод СВЧ может быть представлен эквивалентной схемой, состоящей из сопротивления объема полупроводника – сопротивления растекания, которого постоянно, и включенного последовательно с ним параллельного соединения барьерной емкости р-п перехода, динамической (переменной) емкости р-п перехода и дифференциального сопротивления р-п перехода полупроводника r_∂ [11].

Параллельное соединение барьерной и динамической емкости р-п перехода образуют суммарную емкость C_Σ , которая вместе с динамическим сопротивлением r_∂ зависит от уровня испытательного сигнала СВЧ.

На основании эквивалентной схемы смесительного диода СВЧ его комплексное сопротивление Z_n на частоте измерения первого испытательного сигнала СВЧ $\omega_1 = 2\pi f$ описывается выражением:

$$Z_n = \frac{r_\partial}{1 + r_\partial^2 C_\Sigma^2 (2\pi f)^2} - j \frac{r_\partial^2 (2\pi f) C_\Sigma}{1 + r_\partial^2 C_\Sigma^2 (2\pi f)^2}. \quad (156)$$

Взяв отношение действительной и мнимой части комплексного сопротивления Z_n получим выражение для расчета сдвига фаз, вносимого смесительным диодом СВЧ в первый испытательный сигнал СВЧ с частотой ω_1 при его гетеродинном преобразовании в промежуточную частоту в виде:

$$\operatorname{tg} \phi_0 = \frac{X}{R} = -2\pi f r_\partial C_\Sigma, \text{ откуда } \phi_0 = \operatorname{arctg}(-2\pi f r_\partial C_\Sigma) \quad (157)$$

где: ϕ_0 – величина, равная измеряемым сдвигам фаз ϕ_1 или ϕ_2 первого 5 или второго 6 СВЧ смесителей, которая определяется собственными параметрами r_∂ и C_Σ смесительного диода СВЧ, ток которого I_{np} описывается известным выражением:

$$I_{np} = I_0 (e^{U/\phi_T} - 1) \quad , \quad (158)$$

где:

I_0 – ток неосновных носителей заряда в р-п переходе;

$\phi_T = \frac{kT}{e}$ – термический потенциал, в котором e – заряд электрона,

k – постоянная Больцмана, T – температура по Кельвину;

U – напряжение, приложенное к р-п переходу.

Продифференцировав (158) по напряжению U , получаем выражение для расчета динамического сопротивления r_d в виде:

$$\frac{dI_{np}}{dU} = \frac{I_0}{\phi_T} e^{\frac{U}{\phi_T}} = \frac{1}{r_d}, \quad (159)$$

Выразив из (158) I_0 и подставив его в (159), нетрудно видеть, что $r_d \approx \frac{\phi_T}{I_{np}}$, подставив в

таком виде r_d в (157) и продифференцировав (157) по I_{np} получаем:

$$\frac{\partial \phi_0}{\partial I_{np}} = \frac{2\pi r_d C_\Sigma \phi_T}{I_{np}^2 + 4\pi^2 f^2 \phi_T^2 C_\Sigma^2}, \quad (160)$$

и в итоге получим выражение для расчета амплитудно-фазовой погрешности в виде:

$$\phi_0 = \frac{2\pi I_{np} f_0 C_\Sigma \phi_T}{I_{np}^2 + 4\pi^2 f^2 \phi_T^2 C_\Sigma^2}. \quad (161)$$

Из формулы (161) следует, что для расчета амплитудно-фазовой погрешности необходимо знать величину тока диода I_{np} , а для вычисления входящего в эту формулу суммарной емкости C_Σ необходимо знать величину динамического сопротивления r_d . Эти собственные параметры смесительного диода СВЧ находят, измеряя ток I_{np} через смесительный диод СВЧ и падение напряжения на нем U с помощью ампервольтметра (4 или 7) присоединенного к этому диоду.

Таким образом, способ определения амплитудно-фазовой погрешности СВЧ смесителя в измерителе комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ состоит в следующем:

1 Измеряют и вычисляют истинный фазовый сдвиг ϕ_0 , вносимый смесительным диодом СВЧ на рабочей частоте первого испытательного сигнала СВЧ f_1 и соответствующий рабочей точке его вольтамперной характеристики (ВАХ).

2 Измеряют ток через смесительный диод СВЧ I_{np} и падение напряжения на нем, на основании которых по формуле (159) вычисляют величину динамического сопротивления соответствующей рабочей точке его ВАХ.

3 По формуле (157) находят суммарную емкость перехода смесительного диода СВЧ C_{Σ} , используя измеренную величину сдвига фаз и рассчитанное динамическое сопротивление r_d .

4 По формуле (161) находят зависимость изменения фазового сдвига $\partial\phi_0$ от изменения прямого тока через смесительный диод ∂I_{np} , что соответствует амплитудно-фазовой погрешности СВЧ смесителя.

Все эти вычисления проводят с помощью микропроцессора вычислителя 13, после чего величину амплитудно-фазовой погрешности подают в индикатор отношений 12 через его третий вход и учитывают в нем эту величину при измерениях комплексных коэффициентов передачи испытуемых четырехполюсников СВЧ, повышая тем самым точность измерений.

Изложенная методика успешно применялась автором при определении амплитудно-фазовых погрешностей широкополосных СВЧ-усилителей субнаносекундных импульсов, во время его работы в Национальной ускорительной лаборатории им. Э. Ферми, США в 2011–2012 годах [53,81].

3.2 НОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ S-ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

Ранее в разделах 1 и 2 был проведен подробный анализ источников ошибок определения параметров рассеяния нелинейных устройств СВЧ и факторов, влияющих на динамический диапазон таких измерений. На основании этого анализа автором был разработан новый, наиболее точный принцип определения (измерения и вычисления) истинных фазовых сдвигов и модулей коэффициентов передачи СВЧ-устройств с преобразованием частоты [16,30,58], который описан далее в этом параграфе.

Известны устройства для измерения комплексных (модуля и фазы) коэффициентов передачи и отражения четырёхполюсников СВЧ, в зарубежной литературе именуемые векторными анализаторами цепей, которые в дальнейшем будем называть измерителями параметров четырехполюсников СВЧ [5].

Сами по себе, такие устройства не позволяют измерять комплексные параметры СВЧ-смесителей, а зачастую являются составной частью сложного устройства для

измерения таких параметров. Особые трудности вызывают измерения истинного сдвига фаз вносимого СВЧ-смесителем в сигнал промежуточной частоты в процессе гетеродинного преобразования его входного СВЧ-сигнала, так как эти сигналы лежат в разных диапазонах частот и, следовательно, измерение их сдвига фаз обычными способами невозможно.

Известно устройство для определения коэффициентов передачи преобразователей частоты, использующее обратное гетеродинное преобразование частоты. Данное устройство состоит из измерителя параметров четырехполюсников СВЧ, испытуемого и двух опорных смесителей. С его помощью измеряют суммарный коэффициент передачи и сдвиг фаз испытуемого и первого опорного СВЧ-смесителей, испытуемого и второго опорного СВЧ-смесителей, первого и второго опорного СВЧ-смесителей. Затем решают систему из трёх уравнений и вычисляют абсолютные коэффициент передачи и сдвиг фаз испытуемого СВЧ-смесителя [24,67,68].

Известно устройство для измерения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик четырёхполюсников СВЧ с преобразованием частоты, состоящее из измерительного фазового моста, в который входят испытуемый и один опорный смесители. Данное устройство позволяет определять общий коэффициент передачи и сдвиг фаз испытуемого и опорного СВЧ-смесителей, включённых сначала последовательно, а затем параллельно. Далее решают систему из двух уравнений и вычисляют абсолютные коэффициент передачи и сдвиг фаз испытуемого СВЧ-смесителя [2,3].

Однако описанные выше устройства предполагают выполнение соединений и разъединений в СВЧ-трактах при проведении процедуры измерений, что вносит в измерения существенные погрешности из-за неидентичности механических соединений СВЧ-трактов. Особенно сильно данные погрешности влияют на измерение сдвигов фаз.

Известно устройство для измерения параметров преобразователей частоты [73], состоящее из измерителя параметров четырехполюсников СВЧ, испытуемого и опорного СВЧ-смесителей и СВЧ-генератора. В данном устройстве испытуемый и опорный СВЧ-смесители, включенные последовательно, присоединены к портам измерителя параметров четырехполюсников СВЧ и имеют общий гетеродин, роль которого выполняет СВЧ-генератор. Такое соединение, при условии, что известны параметры опорного СВЧ-смесителя, позволяет измерять комплексные

коэффициенты передачи и отражения испытуемого СВЧ-смесителя без каких-либо переключений в СВЧ-трактах.

Однако данное устройство, имеет ограниченные возможности, т.к. позволяет измерять лишь относительные комплексные параметры испытуемого СВЧ-смесителя. Им не измерить истинные (абсолютные) комплексные коэффициенты передачи и отражения испытуемого СВЧ-смесителя, включая его абсолютный истинный сдвиг фаз.

С целью повышения точности измерения комплексных коэффициентов передачи смесителей предлагается устройство для измерения истинных комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты, блок-схема которого представлена на рисунке 33.

Устройство для измерения параметров преобразователей частоты состоит из измерителя параметров четырехполюсников СВЧ 1 и двухканального супергетеродинного приёмника 2. В состав измерителя параметров четырёхполюсников СВЧ 1 входят: генератор испытательных СВЧ-сигналов 3, первый переключатель 4 и связанная с ним согласованная нагрузка 5, СВЧ-гетеродин 6, первый направленный ответвитель 7, второй направленный ответвитель 8, векторный вольтметр 9, третий направленный ответвитель 10, четвёртый направленный ответвитель 11, выходной контакт 12 векторного вольтметра 9, первый порт 13, второй порт 14. Между измерителем параметров четырёхполюсников 1 и двухканальным супергетеродинным приёмником 2 расположен испытуемый СВЧ-четырехполюсник 15. В состав двухканального супергетеродинного приемника 2 входят испытуемый СВЧ-смеситель 16, опорный СВЧ-смеситель 17, смеситель фазовой автоподстройки частоты 18, СВЧ-генератор 19, фазовый детектор 20, первый смеситель промежуточной частоты 21, второй переключатель 22, третий переключатель 23, четвертый переключатель 24, второй смеситель промежуточной частоты 25, генератор опорных частот 26, компьютер 27, компаратор 28.

Смеситель фазовой автоподстройки частоты 18, СВЧ-генератор 19, фазовый детектор 20, генератор опорных частот 26, связанные между собой так как это описано выше образуют систему фазовой автоподстройки частоты.

Устройство для измерения абсолютных комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты работает следующим образом.

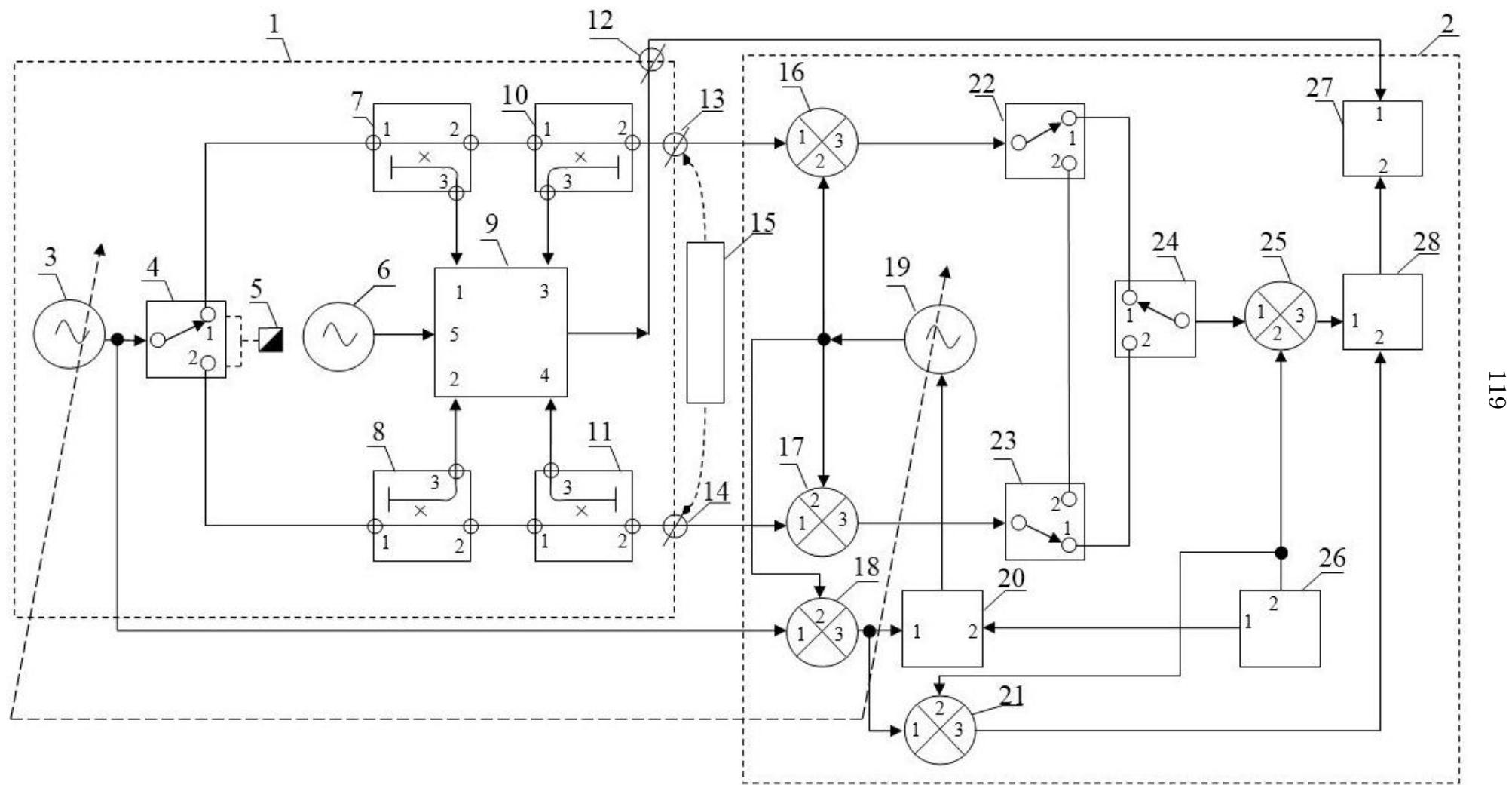


Рисунок 33 – Устройство для измерения истинных значений параметров рассеяния СВЧ-смесителей

Перед началом измерений проводят калибровку измерителя параметров СВЧ четырёхполюсников 1 согласно одной из существующих методик, например [47].

После калибровки измеряют произведение коэффициентов передачи и сумму фазовых сдвигов последовательно включенных испытуемого 16 и опорного 17 СВЧ-смесителей следующим образом. Испытательный СВЧ-сигнал с частотой f_1 от генератора испытательных СВЧ-сигналов 3 через переключатель 4 в первом положении его подвижного контакта, через основные каналы направленных ответвителей 7 и 10 и первый порт 13 подают на первый (сигнальный) вход испытуемого смесителя 16, на второй (гетеродинный) вход которого поступает СВЧ-сигнал с частотой f_2 от СВЧ-генератора 19, выполняющего функцию гетеродина. Образованный в результате гетеродинного преобразования частоты сигнал разностной первой промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ1}} = f_1 - f_2$, в испытуемом СВЧ-смесителе 16 с его выхода три через переключатели 22 и 23 во втором положении их подвижных контактов, подают на выход три используемый как вход, опорного СВЧ-смесителя 17. В опорном СВЧ-смесителе 17, в результате сложения сигнала первой промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ1}}$ с сигналом от СВЧ-генератора 19 с частотой f_2 , поступающим на второй вход опорного СВЧ-смесителя 17, получают сигнал, равный по частоте испытуемому СВЧ-сигналу f_1 , где $f_1 = f_{\text{ПЧ1}} + f_2 = (f_1 - f_2) + f_2$ на первом входе, используемом как выход СВЧ-смесителя 17. Этот сигнал с частотой f_1 подают через второй порт 14 и основные каналы направленных ответвителей 11 и 8 на второй неподвижный контакт переключателя 4, к которому присоединяют согласованную нагрузку 5. На основании того, что испытуемый СВЧ-смеситель 16, имеющий фазовый сдвиг ϕ_{16} , и опорный СВЧ-смеситель 17, имеющий фазовый сдвиг ϕ_{17} , соединены последовательно, их фазовые сдвиги складываются. В результате чего получают общий фазовый сдвиг $\Sigma\phi = \phi_{16} + \phi_{17}$ между первым 13 и вторым 14 портами измерителя параметров четырёхполюсников СВЧ 1. Аналогично перемножают коэффициенты передачи испытуемого СВЧ-смесителя 16, K_{16} и опорного СВЧ-смесителя 17, K_{17} . В результате этого получают общий коэффициент передачи

$\Sigma K = K_{16} K_{17}$ (общие потери преобразования). Величину общего сдвига фаз $\Sigma\phi$ и общих потерь преобразования ΣK между первым 13 и вторым 14 портами регистрируют по разности сдвигов фаз и отношению амплитуд сигналов, поступающих со вторичных каналов первого направленного ответвителя 7 и четвёртого направленного ответвителя 11 на первый и четвертый векторного вольтметра 9. Результаты измерений общего коэффициента передачи ΣK и общего сдвига фаз $\Sigma\phi$ с выхода векторного вольтметра 9, через контакт 12 подают на первый вход компьютера 27, где их фиксируют (записывают в его память).

Величину первой промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ1}}$ в процессе измерений поддерживают постоянной с помощью системы фазовой автоподстройки частоты. Величина первой переменной промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ1}}$ задаётся с помощью генератора опорных частот 26 и может быть выбрана любой в пределах рабочего диапазона генератора опорных частот 26, который в свою очередь определяется условиями эксплуатации. Генератор опорных частот 26 одновременно с сигналом первой переменной промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ1}}$ вырабатывает сигнал второй промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ2}}$, постоянно сдвинутый относительно сигнала первой промежуточной частоты на величину третьей постоянной промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ3}}$, когерентной с сигналом первой и второй промежуточной частоты и равной $f_{\text{ПЧ3}} = f_{\text{ПЧ1}} - f_{\text{ПЧ2}}$, величина которой стабилизирована кварцевым резонатором, являющимся неотъемлемой частью генератора опорных частот 26. Система фазовой автоподстройки частоты работает следующим образом. На первый вход смесителя фазовой автоподстройки частоты 18 подают часть испытательного СВЧ-сигнала с частотой f_1 от генератора испытательных СВЧ-сигналов 3, а на второй вход этого смесителя 18 поступает сигнал с выхода генератора СВЧ-сигналов 19. Сигнал с выхода три смесителя фазовой автоподстройки частоты 18, равный разности частот $f_1 - f_2$ генератора испытательных СВЧ-сигналов 3 и генератора СВЧ 19 подают на первый вход фазового детектора 20, на второй вход которого поступает сигнал с первого выхода генератора опорных частот 26. Сигнал ошибки с выхода фазового

детектора 20 подают на вход СВЧ-генератора 19, в результате чего его частота f_2 следует за изменениями частоты f_1 испытательного СВЧ-сигнала генератора испытательных СВЧ-сигналов 3 так, что разность между частотами f_1 и f_2 с точностью до фазы равна выбранной первой промежуточной частоте $f_{\text{ПЧ1}}$. Даже при качании генератора испытательных СВЧ-сигналов 3 в диапазоне частот разность между его частотой и частотой СВЧ-генератора 19 благодаря системе фазовой автоподстройки частоты будет оставаться постоянной и равной выбранной первой промежуточной частоте $f_{\text{ПЧ1}}$.

Затем определяют отношение коэффициентов передачи и разность фазовых сдвигов испытуемого 16 и опорного 17 СВЧ-смесителей. Для этого измерения производят путем сравнения амплитуды и фазы испытательного сигнала с выхода три второго смесителя промежуточной частоты 25, образованного в результате двойного преобразования частоты испытательного СВЧ-сигнала сначала от испытуемого 16, а затем опорного 17 СВЧ-смесителей, с опорным сигналом третьей промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ3}}$ в компараторе 28, с последующим вычислением отношения коэффициентов передачи и разности фазовых сдвигов испытуемого 16 и опорного 17 СВЧ-смесителей в компьютере 27.

Двойное преобразование частоты применяют для того, чтобы сигнал первой переменной промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ1}}$ преобразовать в сигнал третьей постоянной промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ3}}$ и сравнение сдвигов фаз и разности амплитуд, с целью уменьшения погрешности измерений, проводить на постоянной, относительно низкой промежуточной частоте. Опорный сигнал третьей промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ3}}$ получают из испытательного СВЧ-сигнала, с выхода генератора испытательных СВЧ-сигналов 3, путем двойного преобразования его частоты, сначала в первую промежуточную частоту $f_{\text{ПЧ1}}$ в смесителе фазовой автоподстройки частоты 18, а затем в третью промежуточную частоту $f_{\text{ПЧ3}}$ в первом смесителе промежуточной частоты 21, сигнал которой подают на второй вход компаратора 28.

Испытательный сигнал первой переменной промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ1}}$ подают сначала с выхода три испытуемого СВЧ-смесителя 16 на первый вход второго смесителя промежуточной частоты 25 в первом положении подвижного контакта третьего переключателя 22 и первом положении подвижного контакта четвертого переключателя 24, при измерении коэффициента передачи и сдвига фаз испытуемого СВЧ-смесителя 16. Затем испытательный сигнал первой переменной промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ1}}$ с выхода три опорного СВЧ-смесителя 17 на первый вход второго смесителя промежуточной частоты 25, в первом положении подвижного контакта третьего переключателя 23 и втором положении подвижного контакта четвертого переключателя 24, при измерении коэффициента передачи и сдвига фаз опорного СВЧ-смесителя 17. Подвижные контакты второго 22 и третьего 23 переключателей переводят в первое положение. Учитывая, что после калибровки измерителя комплексных параметров СВЧ четырехполюсников 1 уровня амплитуд и разности фаз между его портами 13 и 14 равны между собой приписывают порту 13 амплитуду сигнала U_{13} , а порту 14 амплитуду сигнала U_{14} и $U_{13} = U_{14}$. Обозначают модуль коэффициента передачи испытуемого СВЧ-смесителя K_{16} , его истинный сдвиг фаз ϕ_{16} , модуль коэффициента передачи опорного СВЧ-смесителя K_{17} , его истинный сдвиг фаз ϕ_{17} , модуль коэффициента передачи смесителя промежуточной частоты K_{25} , а его истинный сдвиг фаз ϕ_{25} . Тогда амплитуда сигнала от порта 13, пришедшая к первому входу компаратора 28 в первом положении подвижного контакта переключателя 24, будет составлять $U_{13}(K_{16}K_{25})$, а сдвиг фаз $\phi_{16} + \phi_{25}$. Аналогично амплитуда сигнала от порта 14, пришедшая к первому входу компаратора 28 во втором положении подвижного контакта переключателя 24, будет составлять $U_{14}(K_{17}K_{25})$, а сдвиг фаз $\phi_{17} + \phi_{25}$. В компараторе 28 сравнивают по амплитуде и фазе сигналы, поступающие отдельно от первого порта 13 и отдельно от второго порта 14, на первый вход компаратора 28, преобразованные во втором смесителе промежуточной частоты 25 в третью промежуточную частоту $f_{\text{ПЧ3}}$ с постоянным по амплитуде и фазе опорным сигналом третьей промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ3}}$,

подаваемым с выхода три первого смесителя промежуточной частоты 21 на второй вход компаратора 28. В результате в компараторе 28 получают отношение произведения амплитуды сигнала первого порта 13 U_{13} и коэффициентов передачи испытуемого смесителя 16 K_{16} и второго смесителя промежуточной частоты 25 K_{25}

к постоянному опорному уровню сигнала $U_{\text{ПЧ3}}$ третьей промежуточной частоты

$f_{\text{ПЧ3}}, \frac{U_{13}K_{16}K_{25}}{U_{\text{ПЧ3}}}$; отношение произведения амплитуды сигнала второго порта 14

U_{14} и коэффициентов передачи опорного смесителя 17 K_{17} и второго смесителя промежуточной частоты 25 K_{25} к постоянному опорному уровню сигнала $U_{\text{ПЧ3}}$

третьей промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ3}}, \frac{U_{14}K_{17}K_{25}}{U_{\text{ПЧ3}}}$. Для сдвигов фаз, в компараторе

28 получают значения разности между суммой сдвигов фаз испытуемого смесителя 16 ϕ_{16} и второго смесителя промежуточной частоты ϕ_{25} и фазой опорного сигнала

третьей промежуточной частоты $\phi_{\text{ПЧ3}}, (\phi_{16} + \phi_{25}) - \phi_{\text{ПЧ3}}$. Аналогично получают

значения разности между суммой сдвигов фаз опорного смесителя 17 ϕ_{17} и второго

смесителя промежуточной частоты ϕ_{25} и фазой опорного сигнала третьей

промежуточной частоты $\phi_{\text{ПЧ3}}, (\phi_{17} + \phi_{25}) - \phi_{\text{ПЧ3}}$. Полученные значения

$\frac{U_{13}K_{16}K_{25}}{U_{\text{ПЧ3}}}, \frac{U_{14}K_{17}K_{25}}{U_{\text{ПЧ3}}}, (\phi_{16} + \phi_{25}) - \phi_{\text{ПЧ3}}, (\phi_{17} + \phi_{25}) - \phi_{\text{ПЧ3}}$ с выхода

компаратора 28 поступают на второй вход компьютера 27 и фиксируются в его памяти.

В компьютере 27 вычисляют отношение коэффициентов передачи испытуемого смесителя 16 и опорного смесителя 17 (учитывая, что $U_{13} = U_{14}$):

$$\frac{\frac{U_{13}K_{16}K_{25}}{U_{\text{ПЧ3}}}}{\frac{U_{13}K_{17}K_{25}}{U_{\text{ПЧ3}}}} = \frac{K_{16}}{K_{17}} = \Delta K. \quad (157)$$

И разность сдвигов фаз между испытуемым 16 и опорным 17 смесителями:

$$\left((\phi_{16} + \phi_{25}) - \phi_{\text{ПЧ3}} \right) - \left((\phi_{17} + \phi_{25}) - \phi_{\text{ПЧ3}} \right) = \phi_{16} - \phi_{17} = \Delta\phi. \quad (158)$$

Значения ΔK и $\Delta\phi$ фиксируются в памяти компьютера 27.

После измерения суммы и разности коэффициентов передачи и сдвигов фаз испытуемого 16 и опорного 17 СВЧ-смесителей вычисляют абсолютные коэффициенты передачи и фазовые сдвиги испытуемого СВЧ-смесителя 16. Расчёты производят следующим образом.

В памяти компьютера 27 имеется ранее измеренное произведение коэффициентов передачи $\Sigma K = K_{16} K_{17}$ в результате последовательного включения испытуемого 16 и опорного 17 СВЧ-смесителей. А также отношение коэффициентов передачи $\frac{K_{16}}{K_{17}} = \Delta K$, полученное в результате параллельных измерений испытуемого 16 и опорного 17 СВЧ-смесителей. В компьютере 27 решается система уравнений:

$$\begin{cases} K_{16} K_{17} = \Sigma K, \\ \frac{K_{16}}{K_{17}} = \Delta K. \end{cases} \quad (159)$$

Находят действительные значения модулей коэффициентов передачи испытуемого и опорного смесителей соответственно:

$$K_{16} = \sqrt{\Delta K \Sigma K}, \quad K_{17} = \sqrt{\frac{\Sigma K}{\Delta K}}. \quad (160)$$

В памяти компьютера 27 имеется полученное в результате последовательного включения испытуемого 16 и опорного 17 СВЧ-смесителей значение суммы их сдвигов фаз $\phi_{16} + \phi_{17} = \Sigma\phi$. А также значение разности их сдвигов фаз $\phi_{16} - \phi_{17} = \Delta\phi$, полученное в результате параллельных измерений испытуемого 16 и опорного 17 СВЧ-смесителей. В компьютере 27 решается система уравнений:

$$\begin{cases} \phi_{16} + \phi_{17} = \Sigma\phi, \\ \phi_{16} - \phi_{17} = \Delta\phi. \end{cases} \quad (161)$$

Находят истинные значения фазового сдвига испытуемого 16 и опорного 17 СВЧ-смесителей соответственно:

$$\phi_{16} = \frac{\Sigma\phi + \Delta\phi}{2}, \quad \phi_{17} = \frac{\Sigma\phi - \Delta\phi}{2} \quad (162)$$

Полученные истинные значения модуля и фазы комплексного коэффициента передачи испытуемого СВЧ-смесителя 16 выводятся на экран компьютера 27, для выбранной частотной точки рабочего диапазона генератора испытательных СВЧ-сигналов 3, на выбранной с помощью генератора опорных частот 20 первой промежуточной частоте $f_{\text{ПЧ1}}$ и в виде амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик этого СВЧ смесителя в панорамном режиме его испытаний, при автоматическом качании генератора испытательных СВЧ сигналов 3 в его рабочем диапазоне частот.

Для измерения в частотной точке комплексного коэффициента отражения испытуемого СВЧ-смесителя 16 в реальном рабочем режиме его эксплуатации с помощью векторного вольтметра 9 измеряют отношение амплитуд и разность фаз сигналов на его первом и третьем входах. С целью устранения влияния паразитных сигналов возникающих в испытуемом СВЧ-смесителе применяют преобразование частоты сигналов поступающих на входы векторного вольтметра 9 с помощью СВЧ-гетеродина 6.

Дополнительно измеритель параметров четырехполюсников СВЧ 1 позволяет определять и комплексные коэффициенты передачи и отражения испытуемых четырёхполюсников СВЧ. Для этого от его портов 13 и 14 отсоединяется двухканальный супергетеродинный приемник 2 и к нему присоединяют испытуемый четырехполюсник СВЧ 15. Для определения S-параметров четырехполюсника СВЧ 15 применяют два рефлектометра, один из которых образован системой встречно включенных направленных ответвителей 7 и 10, а другой, аналогичный, системой встречно включённых направленных ответвителей 8 и 11, сигналы со вторичных каналов которых преобразуют в постоянную промежуточную частоту, получаемую как разность между частотами сигналов от генератора испытательных СВЧ-сигналов 3 и СВЧ-гетеродина в векторном вольтметре 9.

В положении 1 первого переключателя 4 при направлении подачи испытательного СВЧ-сигнала от порта 13 к порту 14 измеряют комплексные коэффициенты матрицы рассеяния испытуемого СВЧ четырёхполюсника 14: S_{11} как отношение сигналов на первом и третьем входах векторного вольтметра 9, S_{21} как отношение сигналов на первом и четвёртом входах векторного вольтметра 9.

В положении 2 первого переключателя 4 испытательный СВЧ-сигнал подают от

порта 14 к порту 13 и измеряют комплексные коэффициенты матрицы рассеяния испытуемого СВЧ-четырёхполюсника, S_{22} как отношение сигналов на втором и четвёртом входах и как отношение сигналов на втором и третьем входах векторного вольтметра 9.

Предложенное устройство обладает большей точностью измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-четырёхполюсников с преобразованием частоты по сравнению с известными аналогичными устройствами, рассмотренными нами ранее. Оно позволяет измерять их истинные комплексные параметры без каких-либо переключений и переподсоединений в СВЧ-трактах. Измерение разности фаз в векторном вольтметре 28 можно также проводить, например с помощью методики изложенной в [8].

Описанный метод определения параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты и устройство для его осуществления были реализованы автором в виде действующего макета, описание которого дано в Приложении 1. Результаты натурных испытаний, полученные на данном макете обсуждались во Всероссийском научно-исследовательском институте физико-технических и радиотехнических измерений в ноябре 2013 года, где изложенная методика была признана перспективной, поскольку она позволяет снизить среднеквадратичное отклонение результатов измерений истинного сдвига фаз испытуемого СВЧ-смесителя в 3,5 раза [57], что подтверждается советующим Заключением, копия которого дана в Приложении 2. Позднее на основе описанного метода автором был также предложен метод фильтрации радиосигналов, на который был получен патент на изобретение [91].

Также необходимо отметить, по последним данным [49] появились портативные модульные анализаторы цепей с полосой пропускания до 26 ГГц, что позволяет упростить системы ФАПЧ в вышеприведенной схеме, заменив их на цифровые аналоги [6], и собрать всю измерительную схему на базе модульных приборов фирмы National Instruments, что было продемонстрировано автором в работе [38].

3.3 ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ ТОЧНОСТИ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ

Полученные в параграфах 3.1 и 3.2 результаты нашли прикладное применение в области векторного анализа цепей. Предлагается новая схема [27] построения

векторного анализатора цепей, в котором учитываются амплитудно-фазовые погрешности векторного вольтметра, за счет чего существенно увеличивается точность измерения S-параметров четырехполюсников СВЧ.

Известны устройства для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения (комплексных параметров) четырехполюсников СВЧ, состоящие из двухчастотного источника когерентных испытательных сигналов СВЧ и двухканального супергетеродинного приемника с фазочувствительным индикатором отношений этих сигналов [5].

К недостаткам этих устройств относится рост погрешности измерений с ростом динамического диапазона испытательных сигналов, которая обусловлена амплитудно-фазовой погрешностью. Эта погрешность зависит от динамического диапазона амплитуд испытательных сигналов СВЧ и с его увеличением возрастает. Рост требований к увеличению точности измеряемых значений комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ при одновременной необходимости повышения точности измерений привели к необходимости снижения амплитудно-фазовой погрешности в устройствах для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ, которые в литературе имеют более краткое название – измерители комплексных параметров четырехполюсников СВЧ.

Как известно из метрологии величина амплитудно-фазовой погрешности в измерителе комплексных параметров четырехполюсников СВЧ аттестуется с помощью измерения эталонных мер амплитуды и фазы с последующим вычислением погрешности измерений путем сравнения измеряемой и эталонной величин, которые должны проводится в каждой частотной точке, число которых может достигать нескольких тысяч, а сам процесс измерений в каждой частотной точке инструментальным методом достигает десятков минут. При этом точность воспроизведения эталонных величин значений амплитуды и фазы должна быть на порядок выше, чем погрешность самого измерителя комплексных параметров четырехполюсников СВЧ. В то же время точность современных измерителей комплексных параметров четырехполюсников СВЧ достигла таких значений, что стало невозможно на современном техническом уровне воспроизвести эти эталоны амплитуды и фазы с точностью, предъявляемой к этим эталонам.

Однако при эксплуатации измерителей комплексных параметров

четырехполюсников СВЧ в подавляющем большинстве случаев нет необходимости в дорогостоящих прямых инструментальных измерениях величины амплитудно-фазовой погрешности непосредственно. Достаточно контролировать его метрологические параметры, гарантирующие заданную величину этой погрешности.

Известен измеритель комплексных коэффициентов передачи РК4-55, содержащий двухчастотный синтезатор когерентных испытательных СВЧ-сигналов и двухканальный супергетеродинный панорамный приемник с индикатором отношений испытательных сигналов с компьютерным управлением и обработкой измерений [40]. К недостаткам такого измерителя относится большая амплитудно-фазовая погрешность, невозможность ее снижения и контроля.

Известен измеритель параметров четырёхполюсников СВЧ [21],[25], конструкция которого позволяет повысить точность измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ за счет снижения амплитудно-фазовой погрешности путем деления динамического диапазона амплитуд испытательных сигналов СВЧ на равные динамические поддиапазоны амплитуд, для каждого из которых эта погрешность нормируется. Это позволяет исключать влияние амплитудно-фазовой погрешности, возникающей в двухканальном супергетеродинном приемнике такого измерителя. на результаты определения параметров рассеяния четырехполюсников СВЧ. Однако при этом не учитывается амплитудно-фазовая погрешность, возникающая во входных смесителях такого измерителя, которая, как показывают экспериментальные исследования, может достигать нескольких десятков градусов. Это происходит из-за неизвестной величины сдвига фаз возникающего в СВЧ-смесителе при преобразовании частоты испытательного сигнала СВЧ на его входе в сигнал промежуточной частоты и зависящего от амплитуды этого сигнала.

Поэтому предлагается повысить точность измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ за счет учета амплитудно-фазовой погрешности возникающей в СВЧ-смесителях измерителя. Для этого предлагается устройство для измерений комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ, схема которого изображена на рисунке 34.

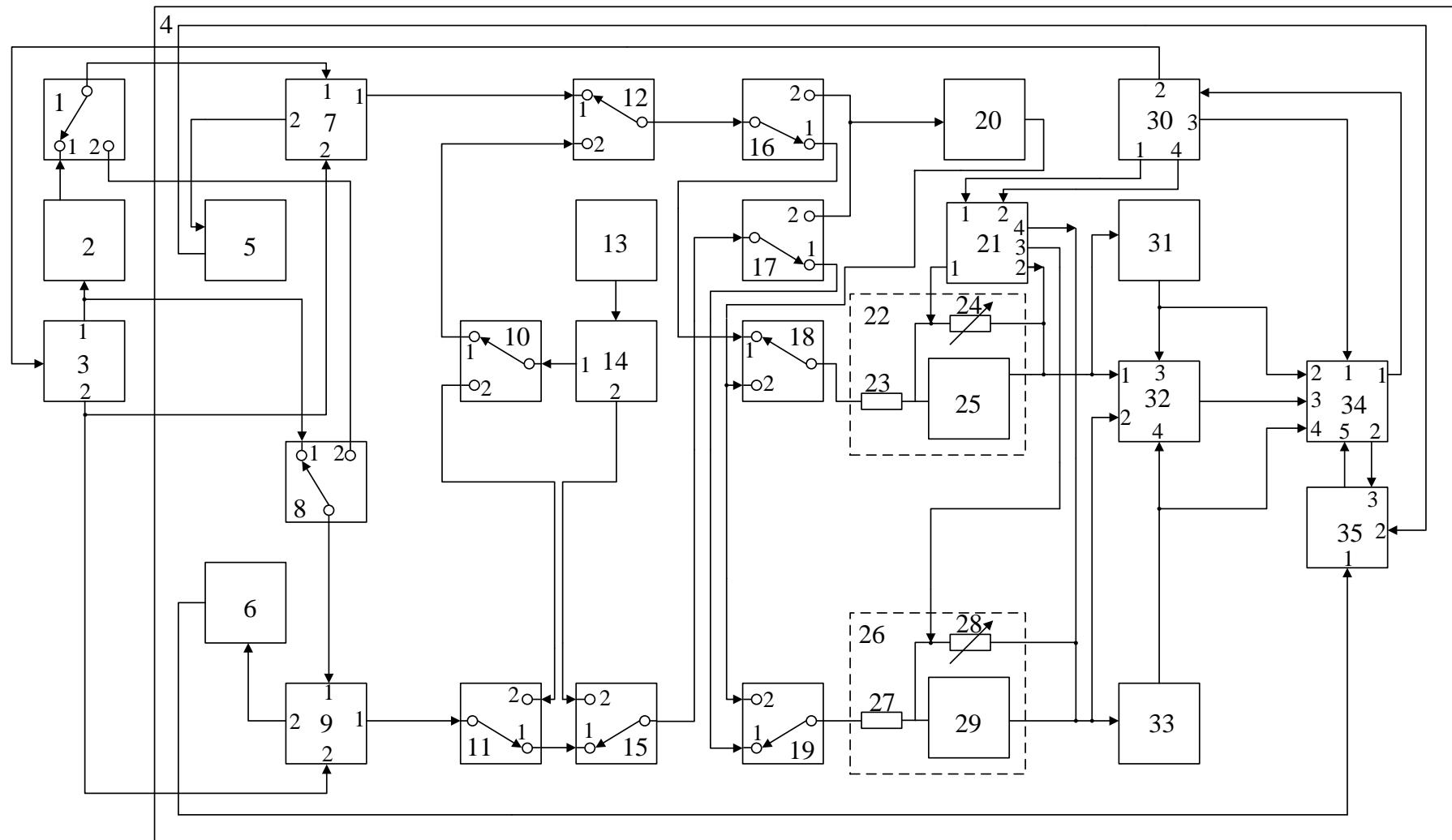


Рисунок 34 – Схема модифицированного векторного анализатора цепей

Схема измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ (векторного анализатора цепей) содержит первый переключатель 1, испытуемый четырехполюсник СВЧ 2, двухчастотный синтезатор когерентных первого и второго испытательных СВЧ сигналов 3, двухканальный супергетеродинный приемник 4, в состав которого входят: первый ампервольтметр 5, второй ампервольтметр 6, первый СВЧ-смеситель 7, второй переключатель 8, второй СВЧ-смеситель 9, третий переключатель 10, четвертый переключатель 11, пятый переключатель 12, дополнительный генератор 13, равноплечный делитель 14, шестой переключатель 15, седьмой переключатель 16, восьмой переключатель 17, девятый переключатель 18, десятый переключатель 19, переменный аттенюатор 20, блок управления 21, первый дискретно регулируемый операционный усилитель 22, состоящий из первого постоянного резистора 23, первого переменного резистора 24, первого усилителя 25, второй дискретно регулируемый операционный усилитель 26, состоящий из второго постоянного резистора 27, второго переменного резистора 28, второго усилителя 29, управляющий компьютер 30, первый аналого-цифровой преобразователь 31, вольтметр 32, второй аналого-цифровой преобразователь 33, индикатор отношений 34, вычислитель 35.

Схема работает следующим образом. В режиме измерения комплексных параметров испытуемого четырехполюсника СВЧ 2, подвижные контакты переключателей 1, 8, 10, 11, 12, 15, 16, 17, 18, 19 устанавливают в первое положение. Первый испытательный сигнал СВЧ с частотой f_1 с первого выхода двухчастотного синтезатора когерентных испытательных СВЧ сигналов 3 одновременно подают на первый (сигнальный) вход второго СВЧ смесителя 7 и на вход испытуемого четырехполюсника СВЧ 2, с выхода которого он поступает на первый (сигнальный) вход первого СВЧ смесителя 7. Одновременно со второго выхода двухчастотного синтезатора когерентных испытательных СВЧ сигналов 3, второй испытательный сигнал СВЧ, играющий роль гетеродинного с частотой f_2 , подают на вторые (гетеродинные) входы первого СВЧ смесителя 7 и второго СВЧ смесителя 9, с помощью которых первый испытательный сигнал СВЧ с частотой f_1 преобразуют в испытательные сигналы промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ}}$ двухканального супергетеродинного приемника 4, которые через переключатели 12, 16 и 18 первого измерительного канала поступают на вход первого дискретно управляемого

операционного усилителя 22, а через переключатели 11, 15, 17 и 19 второго измерительного канала попадают на вход второго дискретно управляемого операционного усилителя 26, с выходов которых эти усиленные испытательные сигналы поступают на входы первого аналого-цифрового преобразователя первого измерительного канала 31 и второго аналого-цифрового преобразователя 33 второго измерительного канала, где преобразуются в цифровые сигналы, которые с их выходов подают на второй и четвертый входы индикатора отношений 34, где их сравнивают по амплитуде и фазе, а результат выводится на табло индикатора отношений 34 раздельно в виде модуля и фазы комплексного параметра испытуемого четырехполюсника СВЧ 2.

Первый 7 и второй 9 СВЧ смесители выполнены на основе направленных ответвителей, меняя способ их присоединения к испытуемому четырехполюснику СВЧ 2 «на проход» и «на отражение» измеряют либо его комплексный коэффициент передачи, либо комплексный коэффициент отражения. При этом такие смесители выполняют, как правило, в однодиодном исполнении.

Автоматически перестраивая в диапазоне частот двухчастотный синтезатор когерентных первого и второго испытательных сигналов СВЧ 3, на дисплее индикатора отношений 34 наблюдают амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики испытуемого четырехполюсника СВЧ 2.

Снижение величины амплитудно-фазовой погрешности достигается следующим образом.

Определяют амплитудно-фазовую погрешность, вносимую первым 7 и вторым 9 СВЧ-смесителями. С этой целью находят истинные фазовые сдвиги этих смесителей [2]. Для этого в отсутствии испытуемого четырехполюсника СВЧ 2 и непосредственном соединении первого выхода первого испытательного сигнала СВЧ с частотой f_1 двухчастотного синтезатора когерентных испытательных СВЧ сигналов 3 через первый переключатель 1 в первом положении его подвижного контакта с первым входом первого СВЧ-смесителя 7 и одновременно через второй переключатель 8 в первом положении его подвижного контакта с первым входом СВЧ смесителя 9 измеряют разность между фазовыми сдвигами ϕ_1 первого СВЧ смесителя 7 и ϕ_2 – второго СВЧ смесителя 9. Эту разность фаз представляют в виде уравнения $\phi_1 - \phi_2 = A$ и численную величину A заносят в память вычислителя 35 представляющего собой

микропроцессор. При этом ϕ_1 – фазовый сдвиг, вносимый в первый испытательный сигнал первым СВЧ первым СВЧ смесителем 7 при его преобразовании в сигнал промежуточной частоты, а ϕ_2 – фазовый сдвиг, вносимый в первый испытательный сигнал вторым СВЧ смесителем 9, при его гетеродинном преобразовании в сигнал промежуточной частоты.

Сигналы промежуточной частоты могут быть образованы как суммой, так и разностью частот первого f_1 и второго f_2 испытательных сигналов СВЧ в процессе гетеродинного преобразования первого испытательного сигнала СВЧ в сигнал промежуточной частоты. Для удобства в дальнейшем примем, что $f_{\text{ПЧ}} = f_1 - f_2$. При этом частоту сигналов дополнительного генератора 13 выбирают равной этой промежуточной частоте.

Затем переключатели 1, 8, 10, 11 переводятся во второе положение их подвижных контактов. В этом случае первый 7 и второй 9 СВЧ смесители соединяются последовательно так, что первый сигнальный вход первого СВЧ смесителя 7 оказывается соединенным с первым сигнальным входом второго СВЧ смесителя, а присоединение второго испытательного сигнала с частотой f_2 ко вторым (гетеродинным) входам первого 7 и второго 9 СВЧ смесителей остается неизменным. При таком соединении смесителей на первый выход второго СВЧ смесителя 9 от дополнительного генератора 13 через первый выход равноплечного делителя 14 третий переключатель 10, и четвертый переключатель 11 подают сигнал промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ}}$. В результате его смещивания во втором СВЧ смесителе 9 с сигналом второго испытательного сигнала СВЧ с частотой f_2 образуется первый испытательный сигнал с частотой f_1 ($f_2 + f_{\text{ПЧ}} = f_1$), который преобразуется в первом СВЧ смесителе 7 в сигнал промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ}}$ – первого измерительного канала. Сдвиг фаз этого сигнала промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ}}$ равен сумме сдвигов фаз ϕ_1 первого СВЧ смесителя 7 и ϕ_2 – второго СВЧ смесителя 9. Эту сумму представляют в виде уравнения $\phi_1 + \phi_2 = B$. Численную величину суммы сдвигов фаз B получают в индикаторе отношений 34 путем сравнения сигналов промежуточной частоты первого измерительного канала поступающего на второй вход индикатора отношений 34 и сигналов промежуточной частоты второго измерительного канала поступающего на четвертый вход индикатора отношений 34, непосредственно от дополнительного

генератора 13.

Дополнительный генератор 13 в блок-схеме, приведенной на рисунке 34, выполняет две функции. В первом случае, как будет показано далее, он изначально имеется в устройстве для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ и предназначен для проведения аттестации амплитудно-фазовой погрешности на его промежуточной частоте. Во втором случае дополнительный генератор промежуточной частоты необходим при измерении суммы сдвигов фаз и дополнительно используется при измерении суммы сдвигов фаз первого 7 и второго 9 СВЧ смесителей в соответствии со способом измерения истинных сдвигов фаз этих смесителей.

Затем численная величина B через второй выход индикатора отношений 34 подается на третий вход вычислителя 35. В вычислителе 35 при решении системы уравнений (155) с учетом их знаков определяются истинные сдвиги фаз ϕ_1 – для первого СВЧ смесителя 7 и ϕ_2 – для второго СВЧ смесителя 9. Зная величину истинного сдвига фаз вносимого СВЧ смесителем в сигнал промежуточной частоты в процессе гетеродинного преобразования величину амплитудно-фазовой погрешности этого смесителя находят в вычислителе 35 по методике, описанной в параграфе 2.4. Для этого ранее полученную формулу (161) используют в вычислителе 35. Определенную в вычислителе 35 величину амплитудно-фазовой погрешности подают на пятый вход индикатора отношений 34 для учета при измерениях, что позволяет повысить точность измерений.

Из формулы (161) следует, что для определения амплитудно-фазовой погрешности вносимой каждым из СВЧ смесителей 7 и 9 необходимо знание величины тока I_{np} протекающего через смесительный диод и динамического сопротивления смесительного диода в его рабочей точке. Эти параметры получают применением ампервольтметров 5 и 6, которые измеряют токи смесительных диодов I_{np} и падение напряжения на них и подают результаты измерений в вычислитель 35, где с учетом сопротивления растекания r_s находят величину дифференциального сопротивления r_o в зависимости от амплитуды первого испытательного сигнала СВЧ поданного на вход первого 7 или второго 9 СВЧ смесителей.

Дальнейшее снижение амплитудно-фазовой погрешности заключается в делении динамического диапазона амплитуд испытательных сигналов СВЧ

устройства для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ на небольшие динамические поддиапазоны амплитуд испытательных сигналов, в которых амплитудно-фазовая погрешность мала.

В аналого-цифровых преобразователях амплитудно-фазовая погрешность практически отсутствует. Поэтому их динамический диапазон амплитуд исключают из общего динамического диапазона амплитуд измерителя комплексных параметров четырехполюсников СВЧ. Динамический диапазон аналого-цифрового преобразователя (АЦП) определяется его разрядностью и для современных типов не превышает 60 дБ. Остальной динамический диапазон амплитуд измерителя комплексных параметров четырехполюсников СВЧ (обычно еще 40-50 дБ) делят на динамические поддиапазоны амплитуд одинаковой ширины, которые выбирают руководствуясь минимально возможной величиной амплитудно-фазовой погрешности, и которые, исходя из этого, устанавливают шириной в 6 дБ.

Динамический поддиапазон амплитуд для первого испытательного сигнала СВЧ (второй испытательный сигнал СВЧ играет роль гетеродинного для двухканального супергетеродинного приемника) реализуют путем включения в каждый из двух каналов дискретно перестраиваемых первого 22 и второго 26 операционных усилителей, коэффициенты усиления которых сохраняют постоянными в пределах динамического поддиапазона амплитуд, но дискретно меняют с шагом в 6 дБ при переходе от одного динамического поддиапазона амплитуд к другому.

Это изменение осуществляют путем переключения резисторов обратных связей в первом 22 и втором 26 дискретно регулируемых операционных усилителях. Обратная связь в первом дискретно перестраиваемом операционном усилителе 22 осуществляются с помощью первого постоянного резистора 23 и первого переменного резистора 24, включенных совместно с первым усилителем 25. Обратная связь во втором дискретно перестраиваемом операционном усилителе 26 осуществляется с помощью второго постоянного резистора 27 и второго переменного резистора 28, включенных совместно со вторым усилителем 29. Абсолютную величину коэффициентов усиления в динамических поддиапазонах амплитуд первого испытательного сигнала СВЧ устанавливают с шагом в 6 дБ, величинами 0 дБ (коэффициент усиления равен единице), 6 дБ, 12 дБ, 18 дБ, 24 дБ и так до конца динамического диапазона этого испытательного сигнала, разной абсолютной

величины в каждом из динамических поддиапазонов амплитуд, но одинаковой для динамических поддиапазонов амплитуд с одинаковыми номерами в соседних первом и втором каналах супергетеродинного приемника 4.

Путем применения переключаемых динамических поддиапазонов амплитуд, в которых амплитудно-фазовая погрешность практически отсутствует, снижают и общую амплитудно-фазовую погрешность измерителя комплексных параметров четырехполюсников СВЧ.

Динамические поддиапазоны амплитуд переключаются автоматически с помощью блока управления 21, по командам управляющего компьютера 30 в зависимости от величины модуля измеряемого комплексного коэффициента передачи или отражения испытуемого четырехполюсника СВЧ 2.

В процессе эксплуатации устройства для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ регулярно проводят аттестацию собственной погрешности величины амплитудно-фазовой погрешности в каждом динамическом поддиапазоне амплитуд поочередно в первом и втором каналах супергетеродинного приемника 4. Для проведения аттестации переключатели 12 и 15 переводят во второе положение. При этом в первый и второй каналы двухканального супергетеродинного приемника 4 поступает зондирующий сигнал через равноплечный делитель 14 от дополнительного генератора 13 с частотой равной промежуточной двухканального супергетеродинного приемника 4.

При аттестации исходят из следующего положения. Идеальная величина модуля комплексного коэффициента усиления в каждом динамическом поддиапазоне амплитуд равна отношению номиналов постоянных и переменных резисторов обратной связи первого 22 и второго 26 дискретно перестраиваемых операционных усилителей. Точность и стабильность идеальной величины модуля комплексного коэффициента передачи определяется точностью выполнения номиналов величин резисторов обратной связи первого 22 и второго 26 дискретно перестраиваемых операционных усилителей. Таким образом, величина модуля комплексного коэффициента усиления для каждого динамического поддиапазона амплитуд заранее известна. В случае отсутствия амплитудно-фазовой погрешности в любом динамическом поддиапазоне амплитуд (идеальный случай) сдвиг фаз в нем также должен быть равен нулю. Исходя из этого в аттестуемом по величине амплитудно-фазовой погрешности канале измеряют коэффициенты усиления его дискретно

регулируемого операционного усилителя 22 или 26 путем изменения номиналов их переменных резисторов 24 и 28 соответственно, и измеряют эти коэффициенты усиления в каждом динамическом поддиапазоне амплитуд путем сравнения уровней зондирующих сигналов в аттестуемом и не аттестуемом каналах двух канального супергетеродинного приемника 4 с помощью индикатора отношений 34. Для этого зондирующие сигналы с помощью первого 31 и второго 33 АЦП переводят в цифровую форму и подают на второй и четвертый входы соответственно индикатора отношений 34. При этом в начале аттестации в не аттестуемом канале двухканального супергетеродинного приемника 4 включают динамический поддиапазон амплитуд с коэффициентом усиления нуль децибел (коэффициент передачи равен единице) и сохраняют его в течении всего периода аттестации канала.

Отклонение измеренного модуля комплексного коэффициента усиления в каждом аттестуемом динамическом поддиапазоне амплитуд от его идеального значения при аттестации есть модуль (величина) амплитудно-фазовой погрешности.

Отклонение сдвига фаз при измерениях в каждом динамическом поддиапазоне амплитуд от нуля при аттестации есть паразитный сдвиг фаз возникающий из-за амплитудно-фазовой погрешности.

При аттестации создают одинаковые условия измерений в каждом аттестуемом динамическом поддиапазоне амплитуд для уровней зондирующих сигналов путем установления одинаковой их величины в каждом из этих динамических поддиапазонов амплитуд. Это осуществляется установкой единого для всех аттестуемых динамических поддиапазонов амплитуд «нулевого уровня» зондирующего сигнала на выходе дискретно перестраиваемых операционных усилителей 22 или 26 и соответственно на выходе аналого-цифрового преобразователя аттестуемого канала двухканального супергетеродинного приемника 4, с помощью вольтметра 32 путем подачи зондирующего сигнала аттестуемого канала на первый или второй вход вольтметра 32. «Нулевой уровень» амплитуд зондирующего сигнала определяют путем измерения вольтметром 32 его уровня в динамическом поддиапазоне амплитуд с коэффициентом усиления «нуль децибел». При этом «нулевой уровень» устанавливают такой величины, которая соответствовала бы оптимальной чувствительности аналого-цифрового преобразователя применяемого в аттестуемом канале. Регулировку уровней зондирующих сигналов в других динамических поддиапазонах амплитуд аттестуемого канала с целью доведения его

до нулевого уровня осуществляют по вольтметру 32 с помощью переменного аттенюатора 20, включаемого для этих целей в аттестуемый канал переключателями 16, 17, 18 и 19 во втором положении перед дискретно перестраиваемым операционным усилителем.

Величины модуля и фазы амплитудно-фазовой погрешности, полученные в результате аттестационных измерений для каждого из аттестуемых динамических поддиапазонов амплитуд, сравнивают с устанавливаемыми для них нормированными величинами.

По величине отклонений амплитудно-фазовой погрешности от нормированных значений в каждом динамическом поддиапазоне амплитуд двухканального супергетеродинного приемника 4 в меньшую или большую сторону принимают решение либо о ее соответствии норме либо об аварии.

Предлагаемое решение позволяет повышать точность устройства для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ за счет снижения величины амплитудно-фазовой погрешности с одновременным контролем этой величины.

ВЫВОДЫ К ТРЕТЬЕМУ РАЗДЕЛУ

1 Предложен новый метод измерения функций амплитудно-фазовой погрешности (конверсии) $\varphi(P_{\text{пч}})$, $\varphi(P_c)$, $\varphi(P_r)$, которые были введены ранее в параграфе 2.4, предложено реализующий этот метод устройство.

2 Разработаны основные принципы построения нового радиоизмерительного прибора, предназначенного для определения комплексных параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты. В его основу положена идея использования двухпортового анализатора цепей с постоянно присоединенными к его входным СВЧ-портам двумя последовательно соединенными СВЧ-смесителями, один из которых испытуемый, а другой вспомогательный. При этом коммутация соединения СВЧ-смесителей для измерения суммы и разности их сдвигов перенесена в диапазон промежуточных частот, что исключает погрешности измерений за счет переключений. Важным преимуществом такого прибора является то, что кроме определения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, он обладает уникальной возможностью, используя рабочие режимы анализатора цепей при его работе «на отражение», измерять коэффициенты отражения от портов СВЧ-смесителей и таким образом определять полный комплект S-параметров матрицы рассеяния.

3 Разработана новая схема построения векторного анализатора цепей, учитывающая амплитудно-фазовые погрешности векторного вольтметра. В основу схемы положен новый метод определения амплитудно-фазовой погрешности преобразователей частоты.

4 Был создан действующий макет измерителя модуля и истинного сдвига фаз комплексных коэффициентов передачи СВЧ-смесителей, который позволил экспериментально подтвердить результаты теоретических исследований причин возникновения ошибок при определении параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств и подтвердить правильность предложенных в работе решений по снижению таких ошибок.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные выводы по результатам исследований формулируются следующим образом:

1 Исследованы физические процессы, протекающие в нелинейных СВЧ-устройствах содержащих гетеродинное преобразование частоты с целью нахождения методики определения их комплексного коэффициента передачи (модуля и фазы) с минимальными возможными погрешностями и максимально допустимым динамическим диапазоном измерений.

2 Разработана и проанализирована общая физико-математическая модель определения элементов матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств, работающих в режиме преобразования частоты. С её помощью получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать пределы динамического диапазона таких измерений и оценить величины погрешностей каждого из рассмотренных методов.

3 Проанализированы возможности применения теории X-параметров для анализа нелинейных СВЧ-устройств с преобразованием частоты. Установлено, что данный подход позволяет лишь определять сдвиги фаз испытуемых преобразователей частоты относительно специального калибровочного эталона, но его истинный сдвиг фаз остается неизвестным.

4 Разработана математическая модель определения амплитудно-фазовых погрешностей нелинейных устройств СВЧ, работающих в режиме преобразования частоты, основанная на вычислении барьерной емкости р-п перехода полупроводникового диода, за счет определения истинных сдвигов фаз, вносимых им в зондирующие СВЧ-сигналы.

5 Предложено новое решение метрологической задачи определения параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств, работающих в режимах преобразования частоты – разработана и теоретически обоснована методика определения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-устройств с преобразованием частоты, на основе применения векторного анализатора цепей и двухканального супергетеродинного приемника, в которой исключены погрешности переключений и учтены амплитудно-фазовые погрешности.

6 Предложена новая методика увеличения точности измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения устройств СВЧ, за счет измерения и

исключения амплитудно-фазовых погрешностей его векторного вольтметра.

7 Проведены экспериментальные исследования метрологических возможностей предложенного решения метрологической задачи определения параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств в режимах преобразования частоты, которые показали снижение среднеквадратического отклонения результатов измерений по новой методике более чем в три раза, по сравнению с известными методиками.

В заключение выражаю глубокую благодарность научному руководителю К. С. Короткову за помощь в выборе направления исследований, постоянную поддержку и всестороннее обсуждение полученных результатов, благодаря чему и был завершен этот труд. Считаю своим долгом отметить помощь в проведении экспериментов, оказанную кандидатом физико-математических наук, доцентом А. С. Левченко, без поддержки которого, создание действующего макета измерителя истинных значений комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-смесителей заняло бы существенно больше времени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 А. с. 1075195 СССР, МКИ G 01 R 27/ 28. Устройство для измерения амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик четырехполюсника [Текст] / Коротков К. С., Кулиш Г. М.; опубл. 23.02.84., Бюл. №7
- 2 А. с. 1475347 СССР, МКИ G01 R 27/28. Способ определения сдвига фаз четырёхполюсников с преобразованием частоты / Коротков К. С., Малышков В. Е., Суровенный В. Г.; заявл. 13.12.86
- 3 А. с. 159627 СССР, МКИ G 01 R 27/28. Способ определения коэффициентов передачи четырехполюсников с преобразованием частоты / Коротков К. С.; опубл. 1.06.1990
- 4 А. с. 918890 СССР, МКИ G 01 R27/ 28. Устройство для измерения амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик четырехполюсника [Текст] / Коротков К. С., Кулиш Г. М.; опубл. 07.04.82, Бюл. №17
- 5 Абубакиров, Б. А. Измерение параметров радиотехнических цепей / Б. А. Абубакиров, К. Г. Гудков, Э. В. Нечаев. – М.: Радио и связь, 1984. – С. 11 — 12
- 6 Белов, Л. А. Формирование стабильных частот и сигналов: учебное пособие для студ. Высш. учеб. заведений / Леонид Алексеевич Белов. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 224 с.
- 7 Воронин Н. Н., Абраменко А. Ю., Гошин Г. Г. Измерительный комплекс для анализа искажений, возникающих при прохождении полосовых сигналов через нелинейные устройства / Н. Н. Воронин, А. Ю. Абраменко, Г. Г. Гошин // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31). – С. 11–15
- 8 Воронов, А. С. Измерение разности фаз сигналов / А. С. Воронов // Горизонты образования. – 2007. – № 9
- 9 Гоноровский И. С. Основы радиотехники / И. С. Гоноровский – М.: Связьиздат. – 1957. – 727 с.
- 10 Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. / И. С. Гоноровский – М.: Советское радио. – 1977. – 608 с.
- 11 Горюнов И. Н. и др. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений // под ред. И. Н. Горюнова, Ю. Р. Носова. – М. Сов. Радио, 1968. – с. 96

- 12 Губа В. Г., Савин А. А. Применение метода определения параметров устройств с малыми потерями для тестирования смесителей частот / В. Г. Губа, А. А. Савин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24). – ч. 1. – С. 145–148
- 13 Губа В. Г., Савин А. А., Ульянов В. Н. Калибровка и применение векторного анализатора цепей для определения параметров частотно-преобразующих устройств / В. Г. Губа, А. А. Савин, В. Н. Ульянов // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24). – ч. 1. – С. 156–161
- 14 Контрольно-измерительные приборы СВЧ фирмы «Микран» // Каталог. – 2008. – С. 16
- 15 Коротков К. С. Методы определения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты: дис... д-ра техн. наук: 05.12.04, 05.12.07 / Коротков Константин Станиславович. – Краснодар, 2002. – 375 с.
- 16 Коротков, К. С., Фролов Д. Р., Левченко, А. С. Новый высокоточный метод определения абсолютных комплексных параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты / Коротков К. С., Фролов Д. Р., Левченко А. С. // Сб. труд. Междунар. на-уч. конф. «ИРЭМВ–2013», Таганрог–Дивноморское. – 2013. – с. 462–467
- 17 Кудрявцев, А. М. и др. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная базы / А. М. Кудрявцев, И. Г. Мальтер, А. Е. Львов, О. П. Павловский, В. А. Шумилов, А. М. Щитов; под ред. А. М. Кудрявцева. – М.: Радиотехника, 2006. – 208 с.: ил.
- 18 Логанов, С. В. Разработка методов и средств для измерения параметров рассеяния нелинейных СВЧ-объектов на большом сигнале : автореф. Дис. ... канд. тех. Наук: 05.11.08 / Логанов Сергей Викторович. – Нижний Новгород, 1993. – 22 с.
- 19 Лошилов, А. Г. Разработка принципов нелинейной сверхширокополосной радиолокации / А. Г. Лошилов // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 4(30). – С. 31–38
- 20 Малышев И. Н. Определение параметров микроэлектронных ВЧ и СВЧ компонентов методом частотного окна: автореф. Дис. ... канд. тех. Наук: 05.11.13 / Малышев Илья Николаевич. – Нижний Новгород., 2008. – 20 с.
- 21 Мильченко Д. Н. Разработка методов построения измерителей коэффициентов передачи и отражения четырёхполюсников СВЧ : дис... канд. техн. наук: 05.12.04, 05.12.07 / Мильченко Дмитрий Николаевич. – Краснодар, 2012. – 183 с.

- 22 Николаев, Е. Х-параметры эффективный инструмент для анализа электрических цепей / Е. Николаев // Электроника. Наука. Технология. Бизнес. – 2012. – № 1 (00115). – с. 76–79
- 23 Павловский, О. П. и др. Перспективы совершенствования радиоизмерительной аппаратуры миллиметрового диапазона: монография / О. П. Павловский, В. А. Коршунов, А. Е. Львов, И. Г. Мальтер, А. В. Черногубов, А. М. Щитов. – М.: Радиотехника, 2012. – 272 с.: ил.
- 24 Пат. 2029966 Российская Федерация, МПК G 01 R 27/28. Способ определения коэффициентов передачи преобразователей частоты / Елизаров А. С. (Белоруссия). – № 1950193/21; заявл. 26.06.1991; опубл. 27.02.1995
- 25 Пат. 2737583 Российская Федерация, МПК G 01 R 27/28. Устройство для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ. / Астафьев Ю. Г., Коротков К. С., Мильченко Д. Н., Шевченко И. Н.; заявитель и патентобладатель Открытое акционерное общество «Научно-производственная компания «Ритм». № 2008136492/28; заявл. 10.09.2008; опубл. 27.12.2009; Бюл. № 36. – 12 с. : ил.
- 26 Пат. 2490660 Российская Федерация, МПК G 01 R 35/00. Измеритель фазовых погрешностей масштабного преобразователя [Текст] / Богатов Н. М., Григорьян Л. Р., Митина О. Е., Сахно М. А., Омельченко А. Н.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Кубанский государственный университет». – № 2012106963/28; заявл. 27.02.2012; опубл. 20.08.2013, Бюл. № 23. – 8 с. : ил.
- 27 Пат. 2499271 Российская Федерация, МПК G 01 R 27/28. Устройство для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ [Текст] / Коротков К. С., Фролов Д. Р., Перечнев Д. Н.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Кубанский государственный университет». – № 012129534/28; заявл. 12.07.2012; опубл. 20.11.2013, Бюл. № 32. – 15 с. : ил.
- 28 Пат. 2499272 Российская Федерация, МПК G 01 R 27/28. Способ определения амплитудно-фазовой погрешности смесителя СВЧ в измерителе комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников СВЧ [Текст] / Коротков К. С., Фролов Д. Р., Перечнев Д. Н.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Кубанский государственный университет». – № 2012129535/28; заявл. 12.07.2012; опубл. 20.11.2013, Бюл. № 32. – 9 с. : ил.

- 29 Пат. 2503022 Российская Федерация, МПК G 01 R 27/28. Измеритель фазоамплитудных характеристик преобразователя частоты [Текст] / Богатов Н. М., Григорьян Л. Р., Митина О. Е., Сахно М. А., Васильев А. А.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Кубанский государственный университет». – № 2012128421/28; заявл. 05.07.2012; опубл. 27.12.2013, Бюл. № 36. – 9 с. : ил.
- 30 Пат. 2524049 Российская Федерация, МПК G 01 R 27/28. Устройство для измерения абсолютных комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств с преобразованием частоты [Текст] / Коротков К. С., Левченко А. С., Мильченко Д. Н., Фролов Д. Р.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Кубанский государственный университет». – № 2013106594/28; заявл. 14.02.2013; опубл. 27.07.2014, Бюл. № 21. – 13 с. : ил.
- 31 Рид Р. Основы теории передачи информации / Ричард Рид. – М.: «Вильямс». – 2005.
- 32 Саусворт, Дж. К. Принципы и применения волноводной передачи / Джордж К. Саусворт. – М.: Советское радио. – 1955. – 699 с.
- 33 Саяпин, В. Ю. Описание нелинейных цепей на основе Х-параметров и методика их измерения / В. Ю. Саяпин // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26). – ч. 1. – С. 83–86
- 34 Силаев, М. А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ-устройств / М. А. Силаев, С. Ф Брянцев. – М.: Советское радио. – 1970. – 248 с.
- 35 Стукач, О. В. Моделирование структур аттенюаторов на полевых транзисторах с минимальным изменением фазового сдвига при регулировании ослабления / О. В. Стукач // Известия Томского политехнического университета. – 2007. – Т. 311. – № 4. – С. 95–98
- 36 Тростер, С. Генерация векторных сигналов сверхвысоких частот / С. Тростер // Т–Comm / Спецвыпуск. – июль 2009. – с. 4–10
- 37 Фролов, Д. Р. и др. Определение амплитудно–фазовой погрешности СВЧ–четырехполюсника с преобразованием частоты / Д. А. Кононенко, А. С. Левченко, Р. С. Полугодкин // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ–2014»: матер. X Междунар. молодежн. Научно–техн. конф., Севастополь, 12–17 мая 2014 г. – Севастополь Изд–во СевНТУ. – 2014. – с. 222
- 38 Фролов, Д. Р. Система для измерения комплексных коэффициентов передачи устройств СВЧ с преобразованием частоты / Д. Р. Фролов // Инженерные и

научные приложения на базе технологий National Instruments – 2013 : Сборник трудов XII международной научно–практической конференции. – М. – 2013. – с. 21–22

39 Харкевич А. А. Основы радиотехники / А. А. Харкевич – М.: Физматлит. – 2007.

40 Электронные измерительные приборы: Каталог. // Нижний Новгород: Нижегородский НИПИ «Кварц» – 1996. – с.32

41 Accurate Mixer Measurements Using the ENA RF Networks Analyzers' Frequency–Offset Mode / Application Note 5989–1420EN // Keysight Technologies. – 2014

42 Adam, S. F. Microwave Theory and Applications / Stephen F. Adam. – Prentice–Hall. – – Hewlett–Packard. – – 1969. – – URL: <http://uspas.fnal.gov/materials/MicrowaveTheory.pdf>

43 Agilent 8510 Network Analyzer. Microwave Component Measurements – Amplitude and Phase Measurements of Frequency Translation Devices Using the Agilent 8510C Network Analyzer / Product Note 8510–7A // Agilent Technologies, Inc. – 2006

44 Agilent Measuring Absolute Group Delay of Multistage Converters Using PNA Microwave Network Analyzers / White Paper 5989–0219EN // Agilent Technologies, Inc. – 2004

45 Agilent PNA Microwave Network Analyzers. Improving Measurement and Calibration Accuracy using the Frequency Converter Application / Application Note 1408 // Agilent Technologies, Inc. – 2006

46 Agilent PNA Microwave Network Analyzers. Mixer Conversion–Loss and Group–Delay Measurement Techniques and Comparisons / Application Note 1408–2 // Agilent Technologies, Inc. – 2004

47 Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements / Application Note 1287-3 // Agilent Technologies, Inc. – 2002.

48 Ballo, D. New Techniques Simplify Military Frequency–Converter Characterization / David Ballo // Microwave Product Digest. – May 2012. – pp. 52, 76–78, 80

49 Douglas, A. Modular Instruments from Keysight Ensure Measurement Integrity and Code Compatibility Across Form Factor and Product Lifecycle / Allison Douglas // Microwave Engineering Europe. – 2014. – October. – pp. 13.

- 50 Dunsmore, J. A New Method for Mixer Delay Measurements that Requires No Calibration Mixer / Joel Dunsmore // 41st European Microwave Conference (EuMC).– IEEE.– Manchester. – 2011. – pp. 480–483
- 51 Dunsmore, J. P. Handbook of Microwave Component Measurements With Advanced VNA Techniques / Joel P. Dunsmore // John Wiley & Sons, Ltd. – 2012
- 52 ENA Series RF Network Analyzers. Accurate Mixer Conversion Loss Measurement Techniques / Application Note 1463–7 // Agilent Technologies, Inc. – 2005
- 53 Frolov, D. R., Saewert, G. A 500 V Fast Switch For ProjectX 200 Ohm Chopper / D. R. Frolov, G. Saewert // Fermilab. ProjectX Document Database. – 2012. – URL: <http://projectx-docdb.fnal.gov/cgi-bin>ShowDocument?docid=1058>
- 54 Hu, J., Gard, K. G., Steer, M. B. Calibrated non-linear vector network measurement without using a multi-harmonic generator / J. Hu, K. G. Gard, M. B. Steer // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2011. – Vol. 5. – Iss. 5. – pp. 616–624
- 55 Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors / Application Note 963 // Hewlett-Packard Co. – 1980
- 56 Improving Network Analyzer Measurements of Frequency-translating Devices / Application Note 1287–7 // Agilent Technologies, Inc. – 2000
- 57 Korotkov, K. S., Frolov, D. R. A New Method of Measuring The Complex Parameters of Microwave Mixers / K. S. Korotkov, D. R. Frolov // Measurement Techniques. – 2014. – Vol. 57. – Iss. 6. – pp. 702–706
- 58 Korotkov, K. S., Frolov, D. R., Levchenko A. S. The Method for accurate measurements of absolute phase and group delay of frequency converters / K. S. Korotkov, D. R. Frolov, A. S. Levchenko // Proceedings of Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 23nd International Crimean Conference, Sevastopol. – 2013. – pp.938–939
- 59 Manz, B. Will Direct-to-Digital Conversion Displace Microwave Converters? / Barry Manz // Electronic Engineering Times Europe. – October 2014. – pp. 10–11
- 60 Measuring Group Delay of Frequency Converters with Embedded Local Oscillators / Application Note 5989–7385EN // Keysight Technologies. – 2014
- 61 Microwave Component Measurements. Mixer measurements using the scalar network analyzer / Application Note 345–2 // Hewlett-Packard Co. – 1987
- 62 Microwave Measurements. – 3rd ed. / edited by R. J. Collier and A. D. Skinner // The Institution of Engineering and Technology. – 2007

63 Mixer VNA Measurements. Frequency Translated Devices Measured with a VectorStar VNA / Application Note No. 11410-00519 Rev. A. // Anritsu Company. – 2009

64 Ning, Y. et. Al. Broadband Electrical Detection of Individual Biological Cells / Yaqing Ning, C. Multari, Xi Luo, C. Palego, Xuanhong Cheng, J.C.M. Hwang, A. Denzi, C. Merla, F. Apollonio, M. Liberti. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Sept. 2014. – pp. 1905–1911

65 Novel Method for Vector Mixer Characterization and Mixer Test System Vector Error Correction / White Paper 5988-7826EN // Agilent Technologies, Inc. – 2003

66 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

67 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 Transmittion 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

68 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 Transmittion 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

69 Patent US 6,362,631 B1 United States of America, Int. Cl. G 01 R 27/28, G 01 R 23/14, G 01 R 23/00, H 04 B 17/00. Method For Characterizing Delay of Frequency Translation Devices / Michael E. Knox (USA); assignee Agilent Technologies Inc. – 09/558,301; filed Apr. 25, 2000; pub. Date Mar. 26, 2002

70 Patent US 6,448,786 B1 United States of America, Int. Cl. G 01 R 35/00. Stimulus/Response System and Method for Vector Characterization of Frequency Translation Devices / Joel P. Dunsmore (USA), Michael E. Knox (USA); assignee Agilent Technologies Inc. – 09/710,978; filed Nov. 9, 2000; pub. Date Sep. 10, 2002

71 Patent US 6,459,278 B1 United States of America, Int. Cl. G 01 R 27/28, G 01 R 23/14, G 01 R 23/00, H 04 B 17/00. Method For Characterizing Delay of Frequency

Translation Devices / Michael E. Knox (USA); assignee Agilent Technologies Inc. – 10/040,197; filed Dec. 9, 2001; pub. Date Oct. 1, 2002

72 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

73 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

74 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

75 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

76 PNA and ENA Network Analyzers Frequency Converter and Mixer Test / Selection Guide 5988–8149EN // Keysight Technologies. – 2014

77 Product Note 8753–2. RF Component Measurements – Mixer Measurements Using the 8753B Network Analyzer // Agilent Technologies, Inc. – 1998, 2000

78 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

79 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

80 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.

Betts, C. Gillease, J. Verspecht // Microwave Engineering Europe. – December 2008. – pp 16–21

81 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>

82 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.

83 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

84 U9391C/F/G Comb Generators / Technical Overview 5989–7619EN // Keysight Technologies. – 2014

85 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

86 Verspecht, J. Calibration of a Measurement System for High Frequency Nonlinear Devices / Jan Verspecht // Dissertation. Vrije Universiteit Brussel. – 1995

87 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

88 Vye, D. Fundamentally Changing Nonlinear Microwave Design / David Vye // Microwave Journal. – 2010. – vol. 53. No. 3. – pp. 22–38

89 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

90 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

91 Пат. 2543554 Российская Федерация, МПК H 03 H 11/04, H 03 J 3/26, Способ фильтрации радиосигналов [Текст] / Фролов Д. Р.; заявитель и

патентообладатель ФГБОУ ВПО «Кубанский государственный университет». – № 2013150435/08; заявл. 12.11.2013; опубл. 10.03.2013, Бюл. № 7. – 6 с. : ил.

92 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 - № 8. – С. 873-880

93 Фролов Д. Р. и др. Особенности определения матриц рассеяния нелинейных СВЧ-устройств с помощью Х-параметров / Д. Р. Фролов, А. С. Левченко, К. С. Коротков, А. А. Бабенко // Экологический вестник научных центров ЧЭС. – 2015. – № 2 – С. 82-88.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ФОТОГРАФИИ РАЗРАБОТАННЫХ УСТРОЙСТВ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

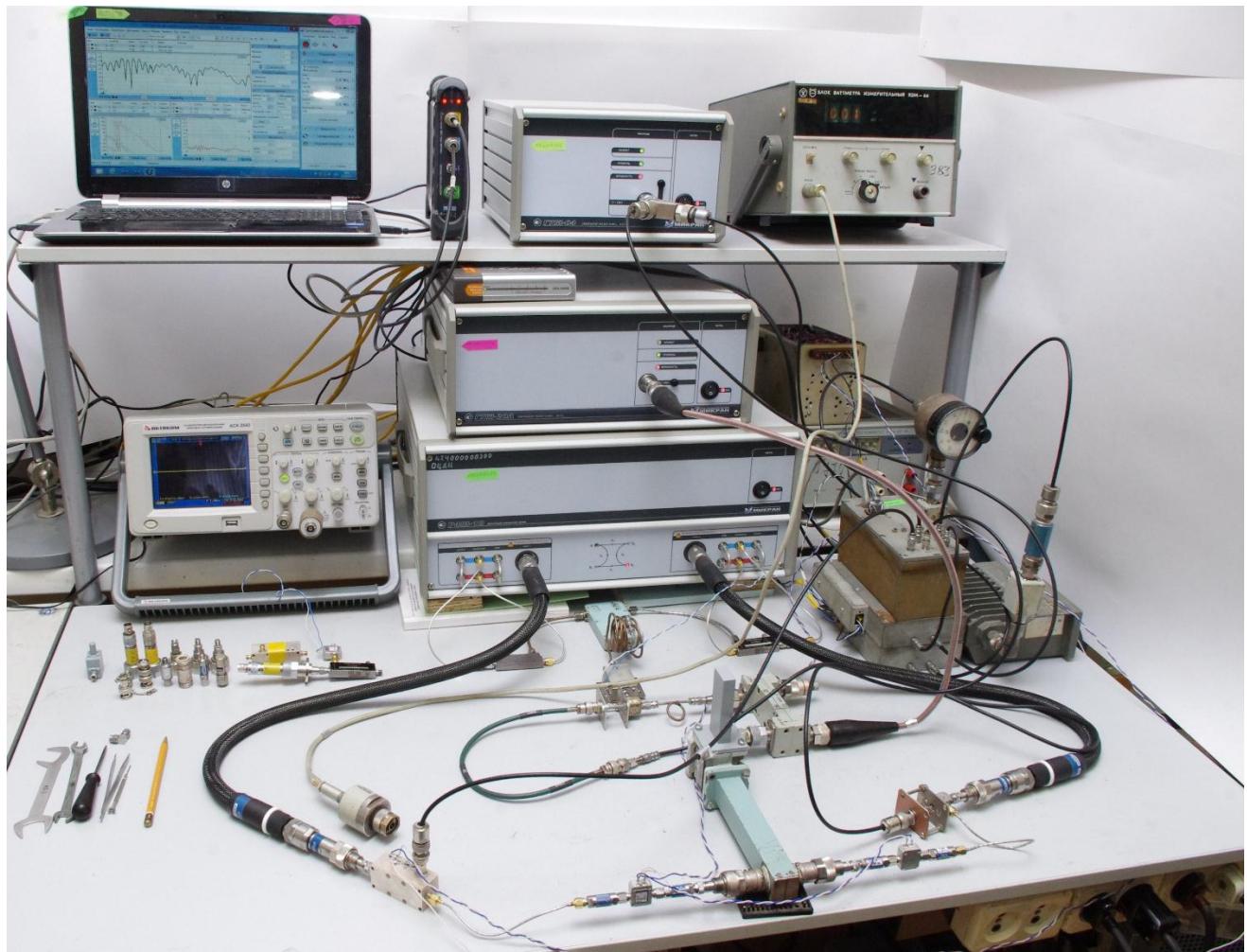


Рисунок П1.1 – Внешний вид действующего макета измерителя истинных значений комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-смесителей, созданного автором в процессе работы над диссертацией

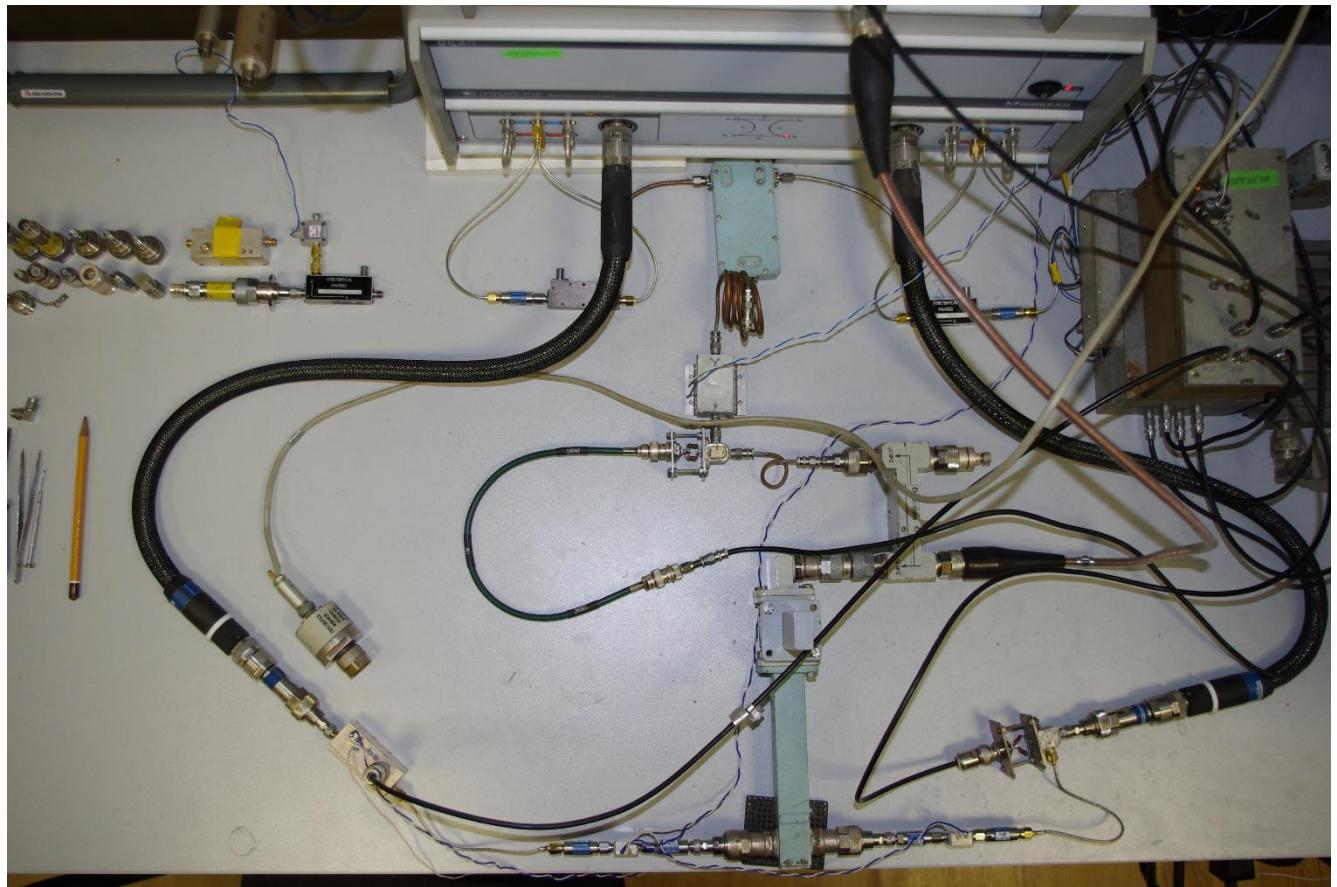


Рисунок П1.2 – Вид на измерительный фазовый мост макета образованный коаксиально-волноводным тройником испытуемым и опорным смесителями

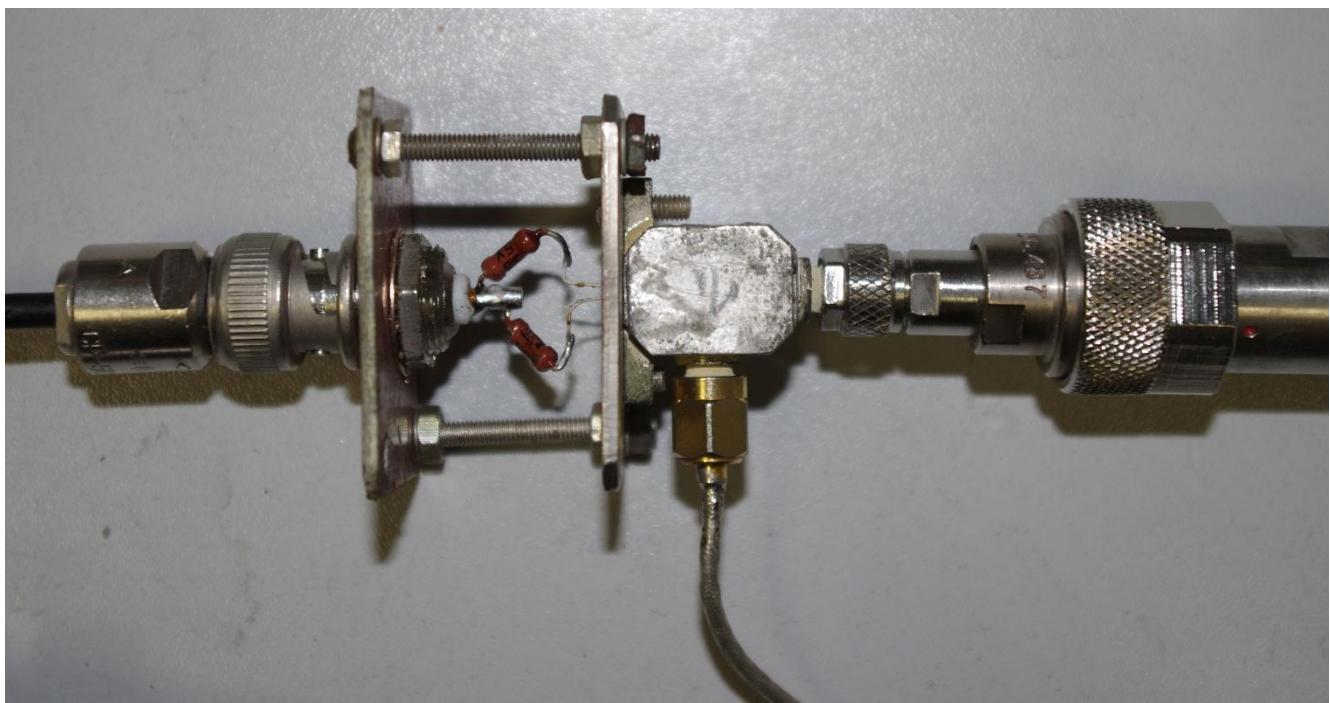


Рисунок П1.3 – Внешний испытуемого смесителя на диапазон 8 – 12 ГГц



Рисунок П1.4 – Внешний опорного однодиодного смесителя на диапазон 8 – 12 ГГц, образованного стандартной детекторной головкой и направленным ответителем с усилителем гетеродина во вторичном канале

На рисунках П1.5 – П1.20 показаны результаты измерений комплексных параметров испытуемого двойного балансного смесителя при следующих неизменных условиях:

диапазон входных частот: 8,73–10,5 ГГц;

мощность входного сигнала: 10 мкВт;

мощность сигнала гетеродина: 8 мВт.

На представленных амплитудно-частотных характеристиках П1.5, П1.7, П1.9, П1.11, П1.13, П1.15, П1.17, П1.19:

ВЕРХНЯЯ КРИВАЯ – результат измерения разности коэффициентов передачи испытуемого и опорного смесителей;

НИЖНЯЯ КРИВАЯ – результат измерения суммы коэффициентов передачи испытуемого и опорного смесителей;

СРЕДНЯЯ КРИВАЯ – модуль истинного коэффициента передачи испытуемого смесителя.

На представленных фазочастотных характеристиках П1.6, П1.8, П1.10, П1.12, П1.14, П1.16, П1.18, П1.20:

СПЛОШНАЯ КРИВАЯ – нелинейная составляющая истинного сдвига фаз испытуемого смесителя, левая шкала

ПУНКТИРНАЯ КРИВАЯ – коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) входа смесителя, правая шкала

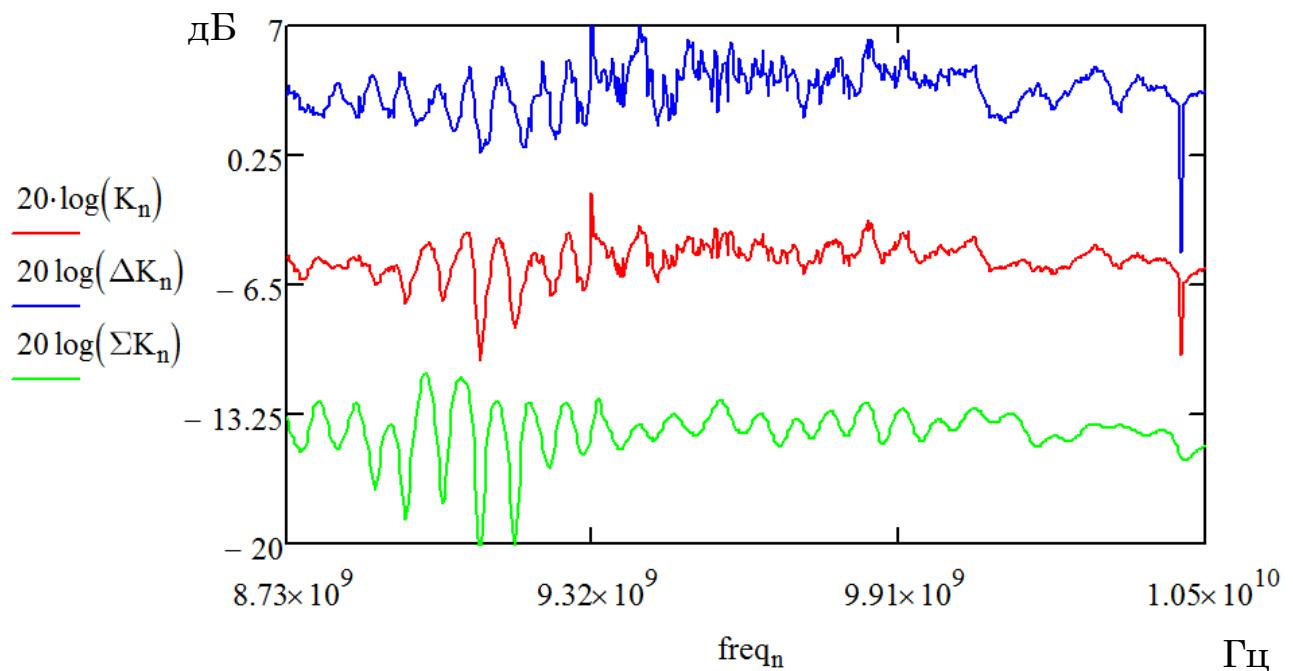


Рисунок П1.5 – АЧХ при промежуточной частоте 20 МГц

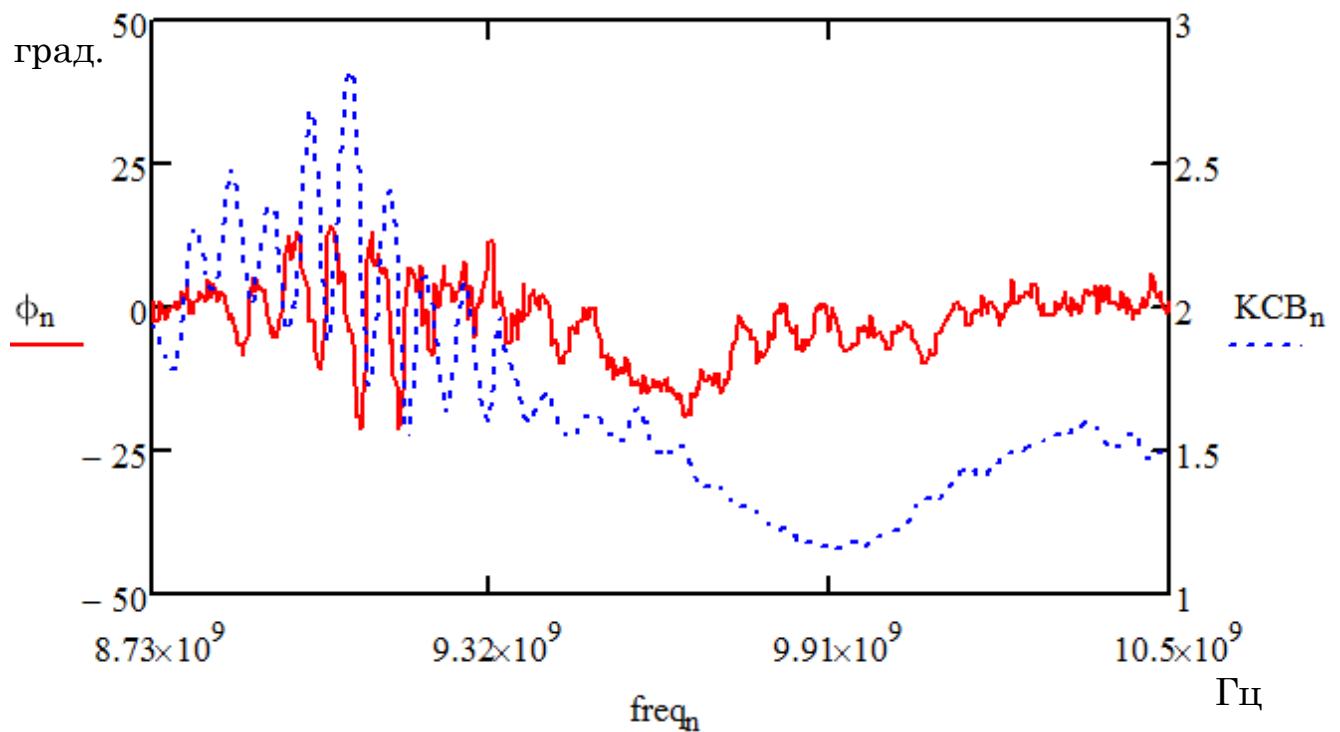


Рисунок П1.6 – ФЧХ и КСВН при промежуточной частоте 20 МГц

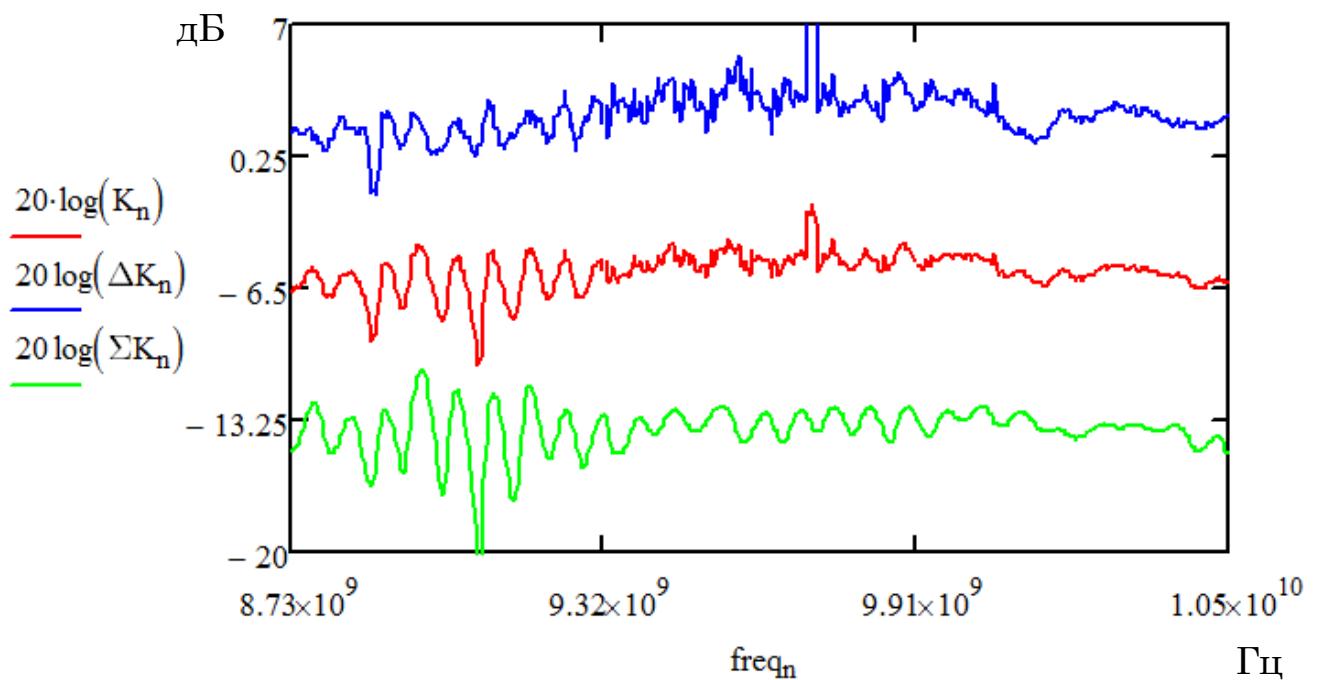


Рисунок П1.7 – АЧХ при промежуточной частоте 30 МГц

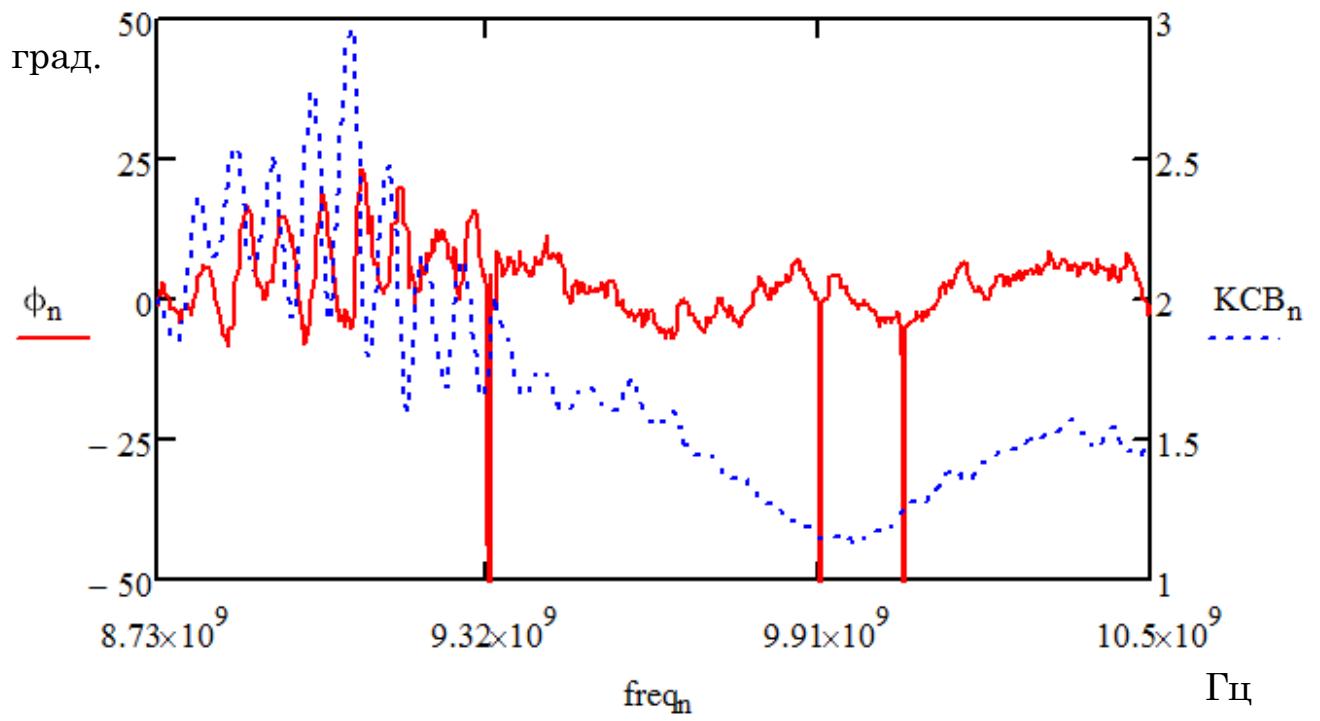


Рисунок П1.8 – ФЧХ и КСВН при промежуточной частоте 30 МГц

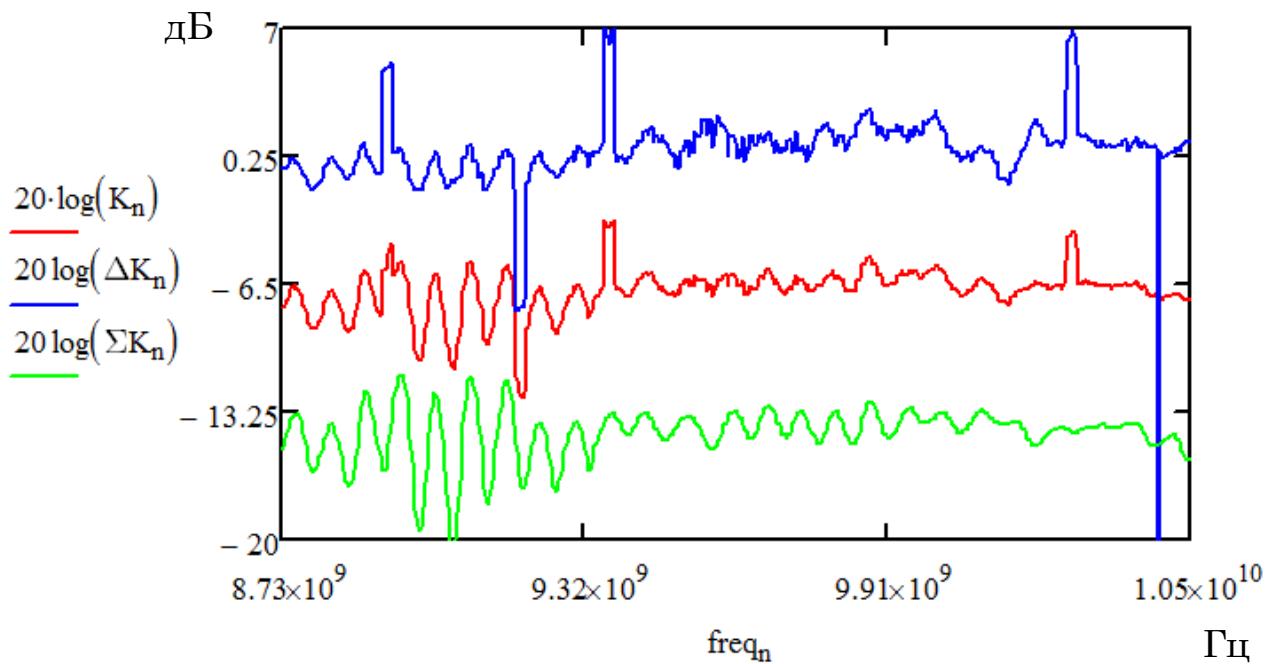


Рисунок П1.9 – АЧХ при промежуточной частоте 40 МГц

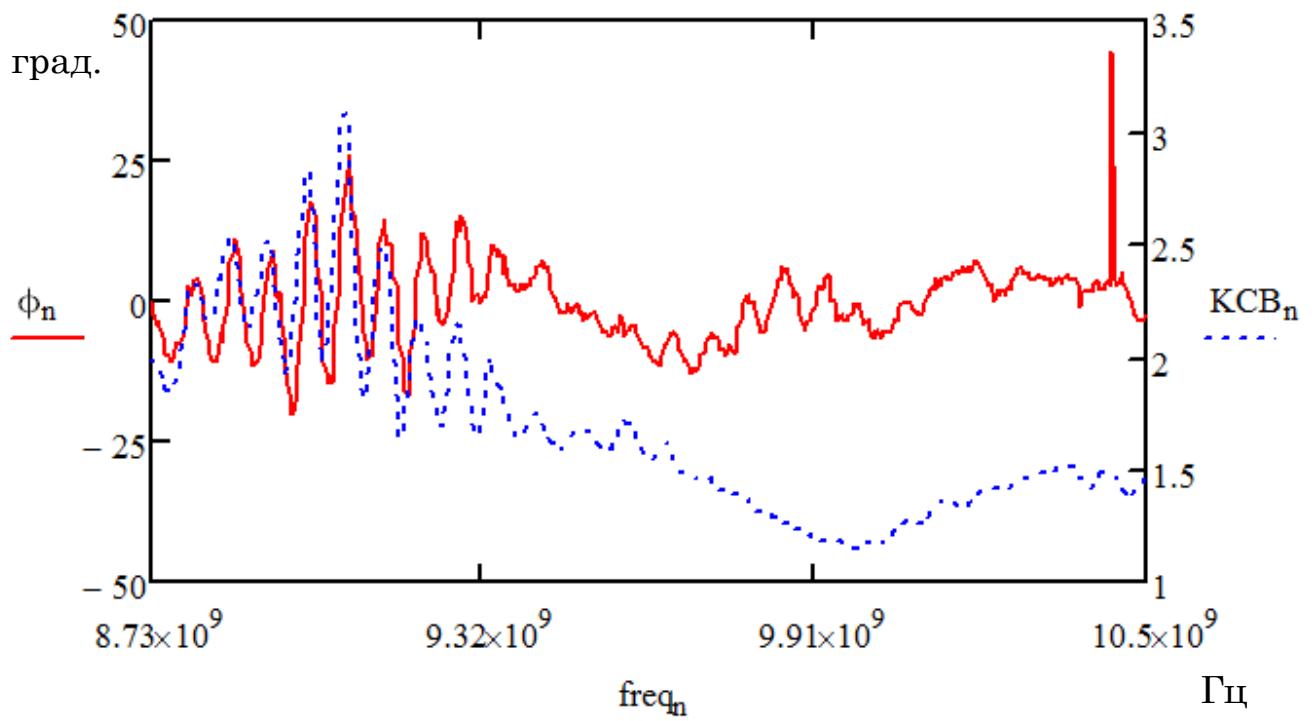


Рисунок П1.10 – ФЧХ и КСВН при промежуточной частоте 40 МГц

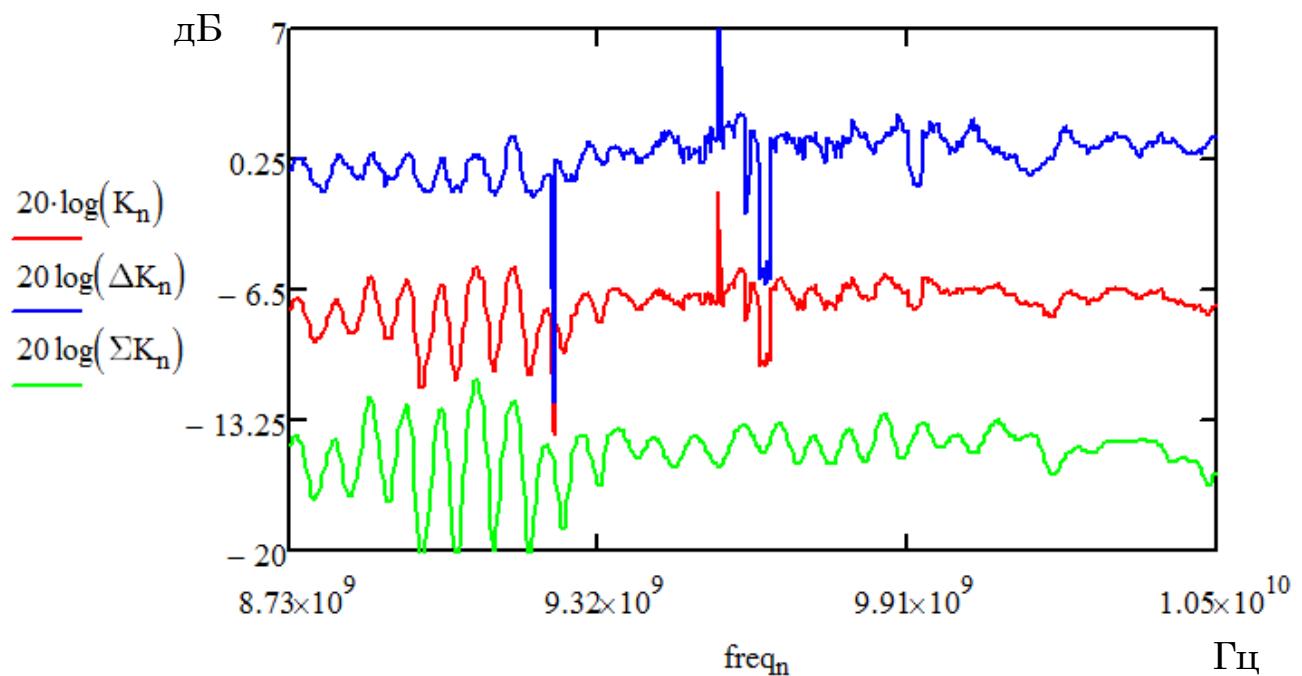


Рисунок П1.11 – АЧХ при промежуточной частоте 50 МГц

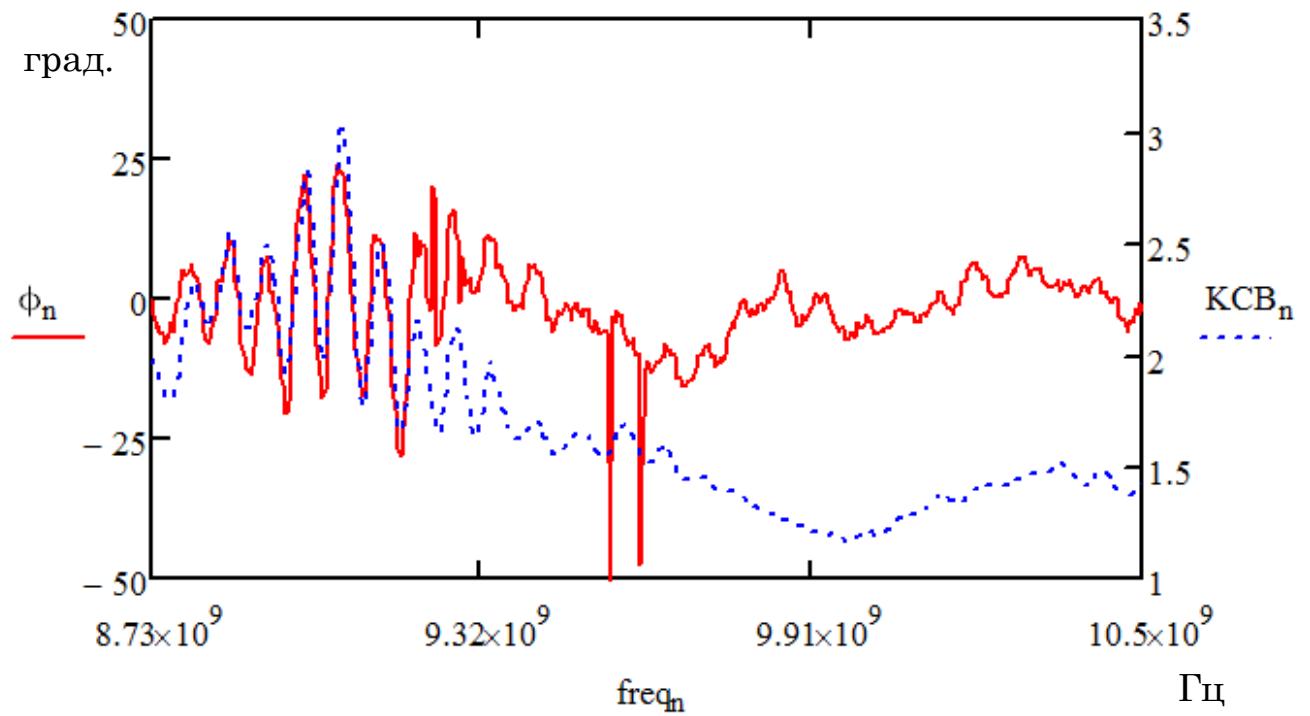


Рисунок П1.12 – ФЧХ и КСВН при промежуточной частоте 50 МГц

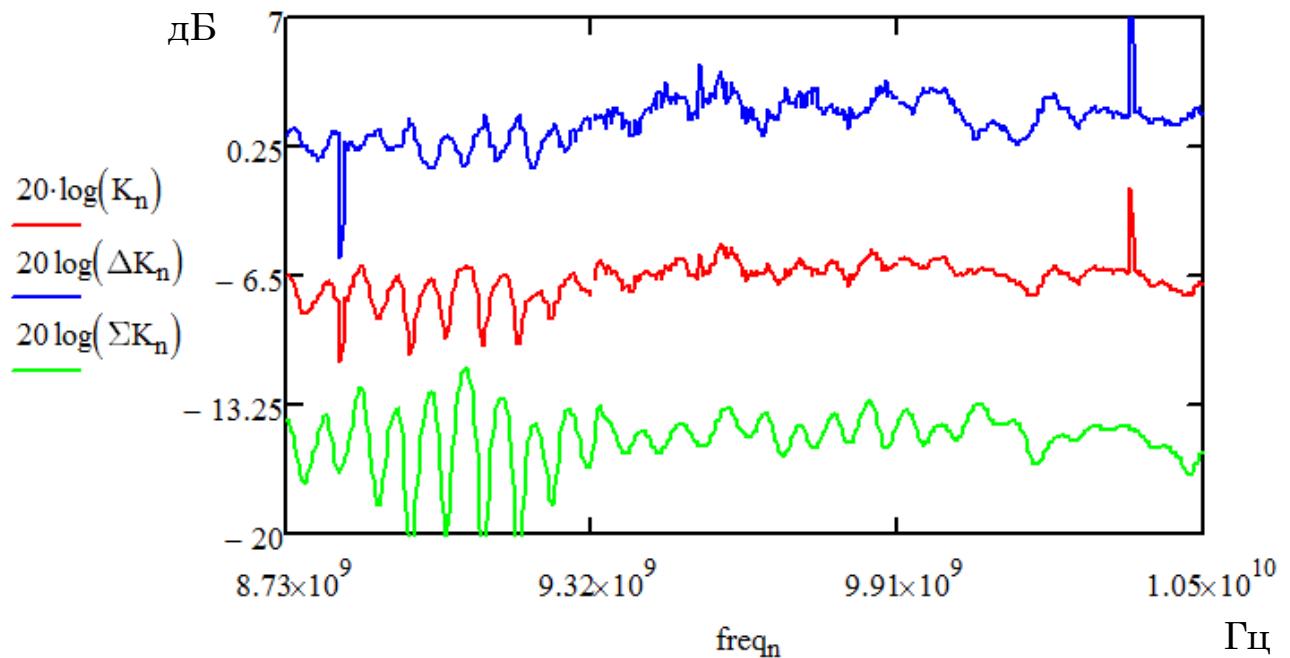


Рисунок П1.13 – АЧХ при промежуточной частоте 60 МГц

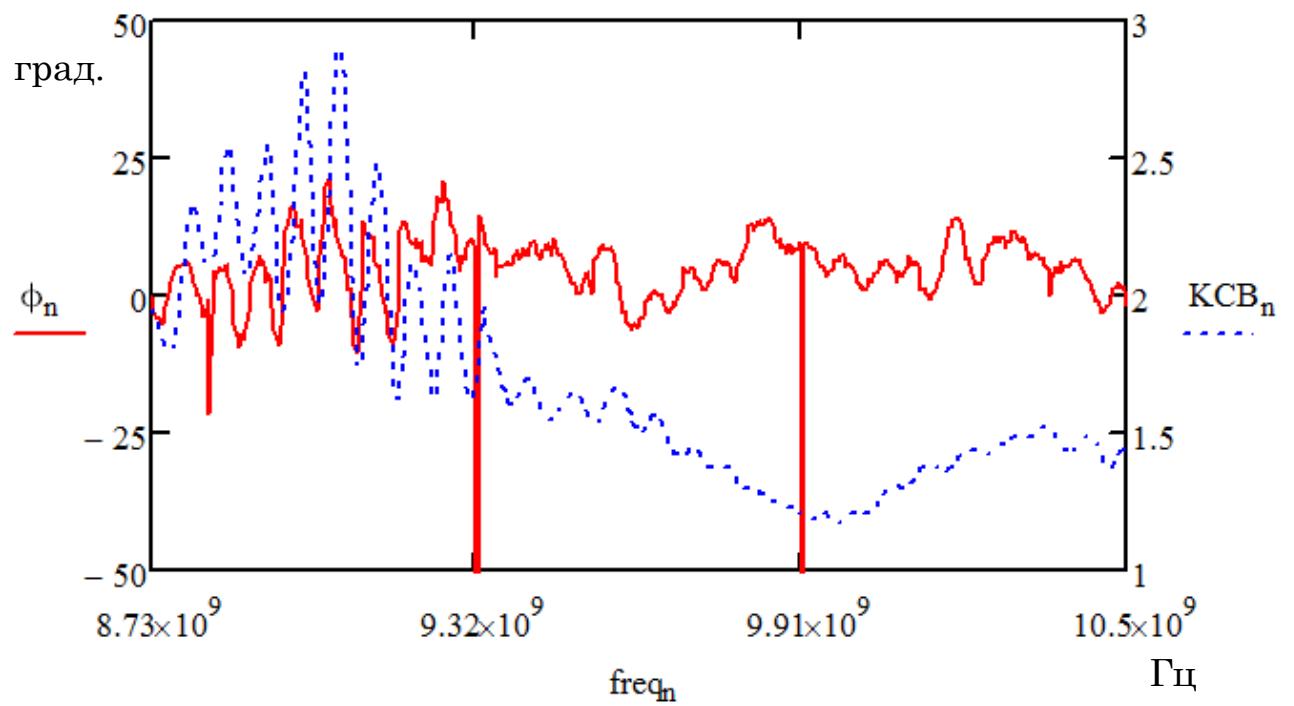


Рисунок П1.14 – ФЧХ и КСВН при промежуточной частоте 60 МГц

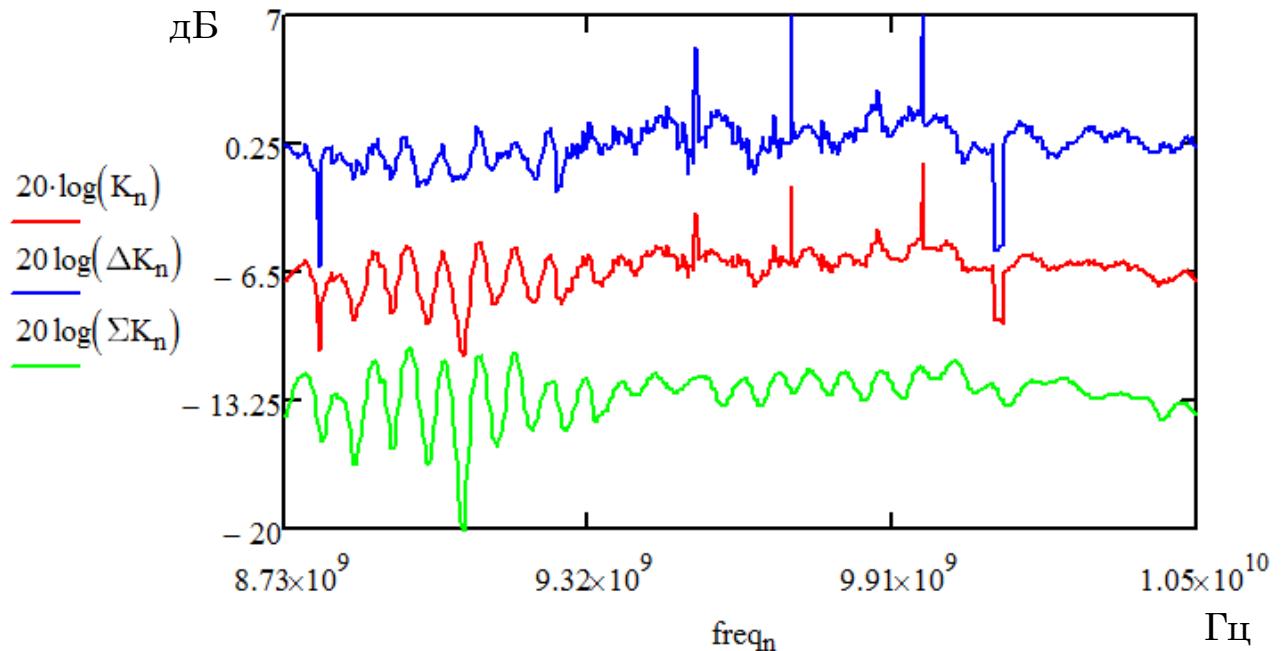


Рисунок П1.15 – АЧХ при промежуточной частоте 80 МГц

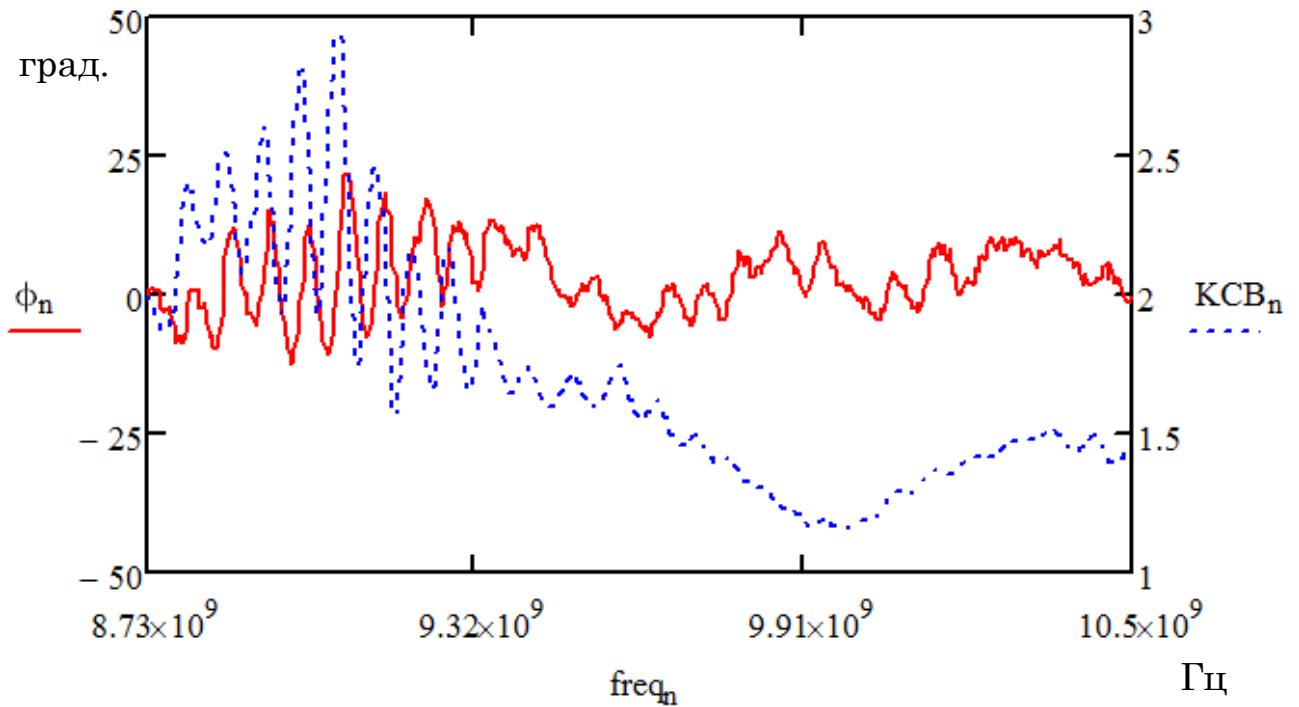


Рисунок П1.16 – ФЧХ и КСВН при промежуточной частоте 80 МГц

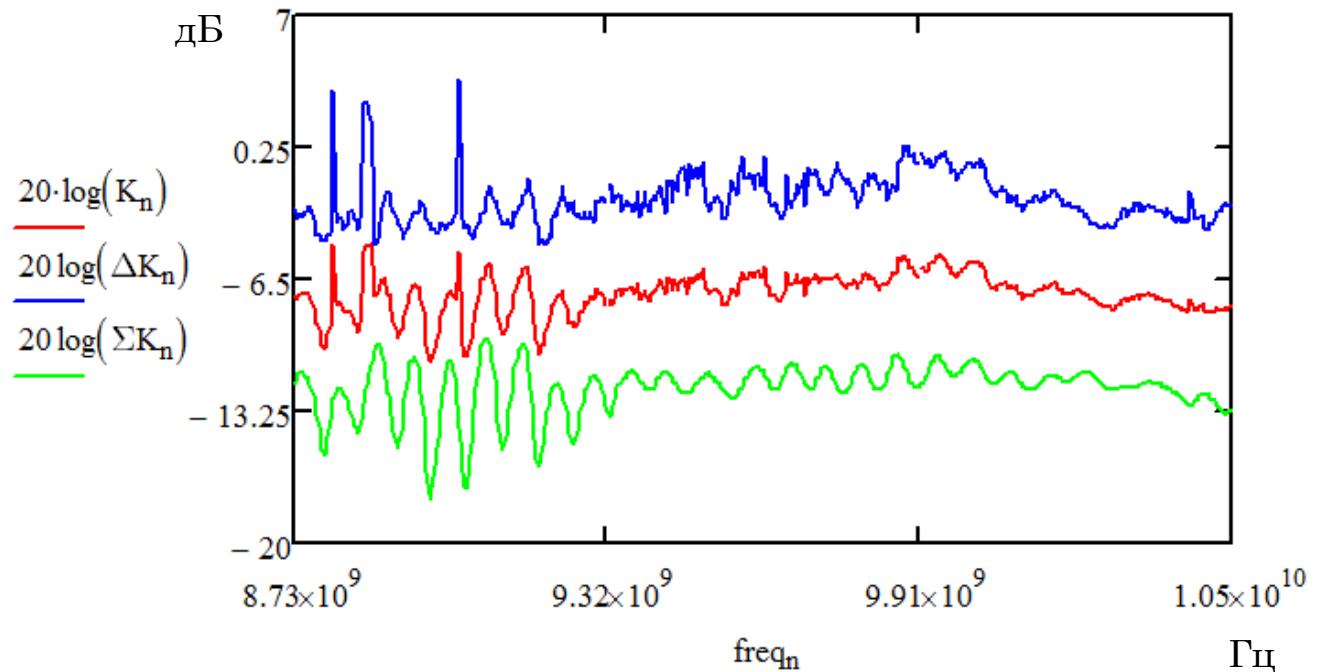


Рисунок П1.17 – АЧХ при промежуточной частоте 90 МГц

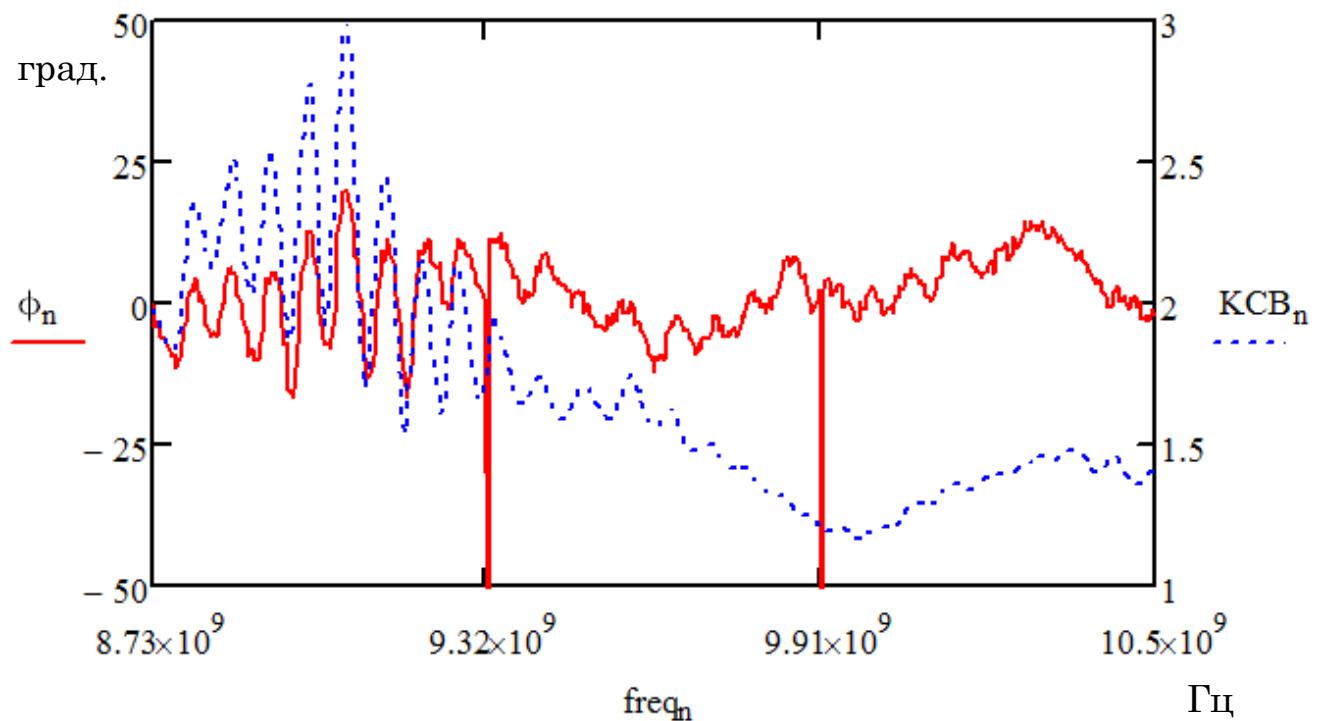


Рисунок П1.18 – ФЧХ и КСВН при промежуточной частоте 90 МГц

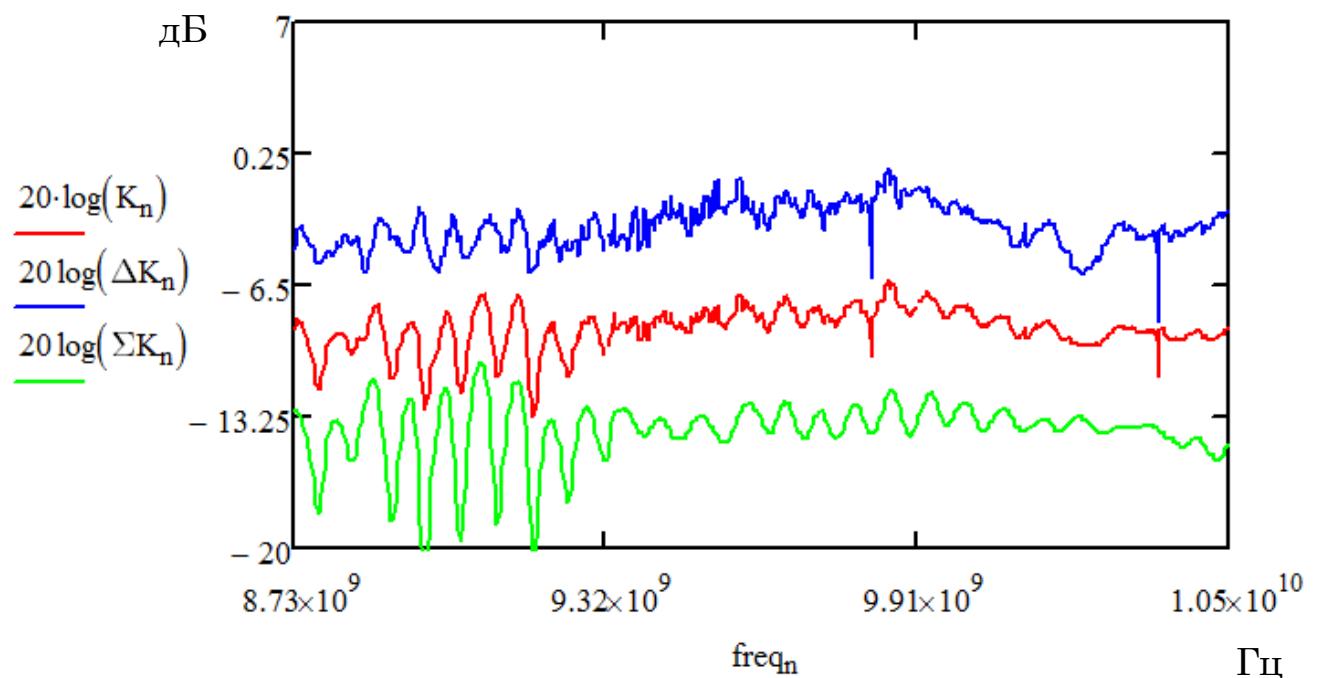


Рисунок П1.19 – АЧХ при промежуточной частоте 100 МГц

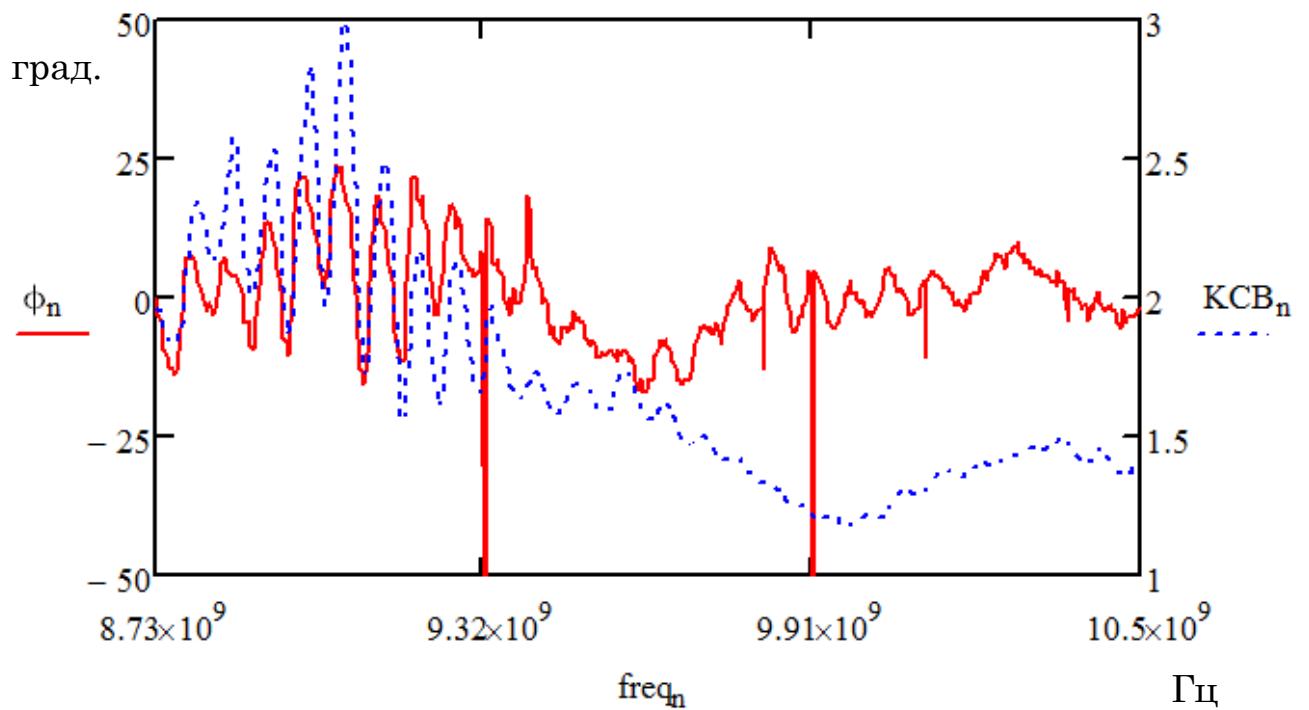


Рисунок П1.20 – ФЧХ и КСВН при промежуточной частоте 100 МГц

Анализ представленных выше экспериментальных ФЧХ показывает, что истинный сдвиг фаз испытуемого смесителя зависит от КСВН входа этого смесителя, а, следовательно, от амплитуды, падающей на полупроводниковый переход СВЧ волны, что вызвано амплитудно-фазовой погрешностью полупроводникового диода и хорошо согласуется с теорией разработанной автором во втором разделе диссертации.

На рисунках П1.21 и П1.22 представлены обобщенные характеристики с рисунков П1.5–П1.20 – семейства амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик испытуемого смесителя. Из рисунка П1.21 видно, что потери преобразования испытуемого смесителя увеличиваются с ростом промежуточной частоты, что согласуется с теорией и говорит о правильной работе разработанного макета измерителя.

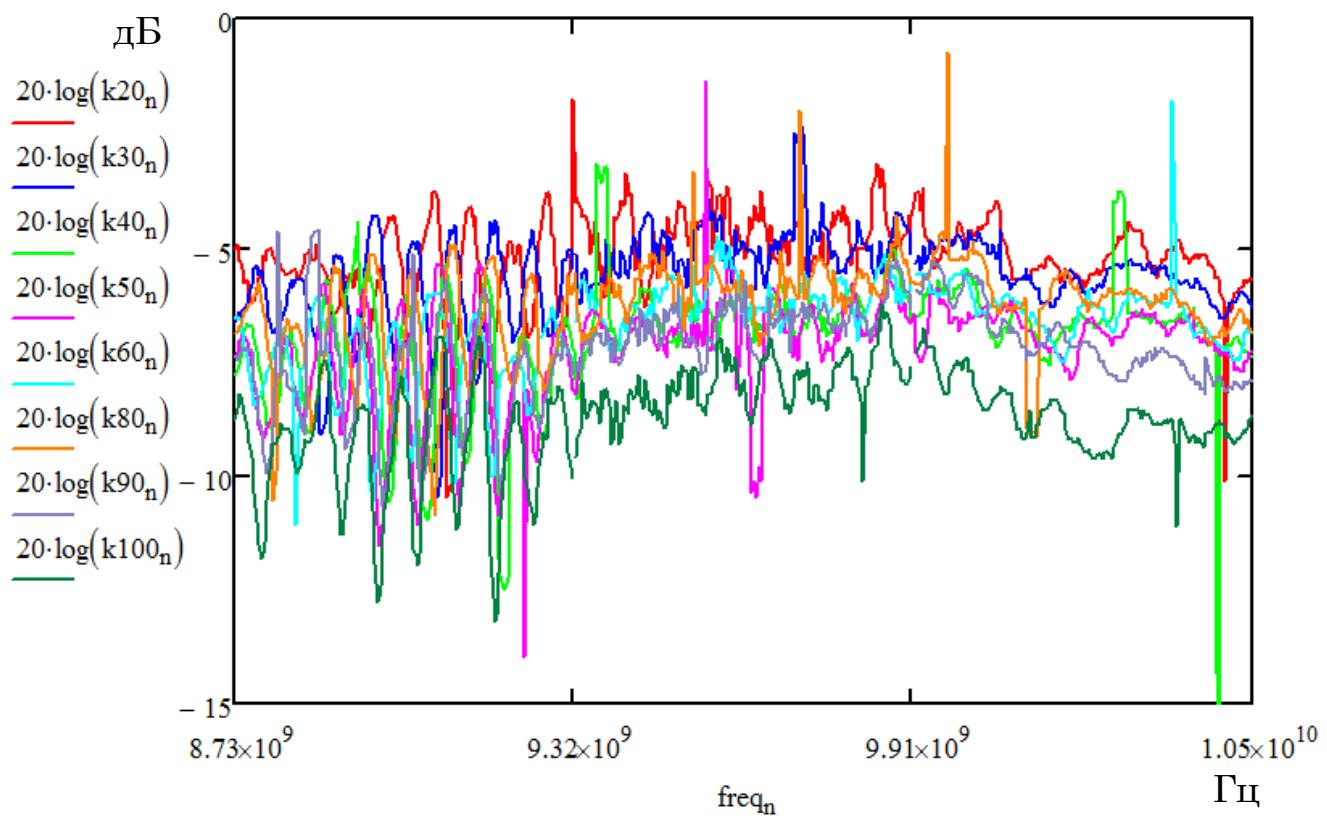


Рисунок П1.21 – Семейство АЧХ испытуемого смесителя в диапазоне промежуточных частот 20–100 МГц, при частотах входного сигнала 8,73–10,5 ГГц

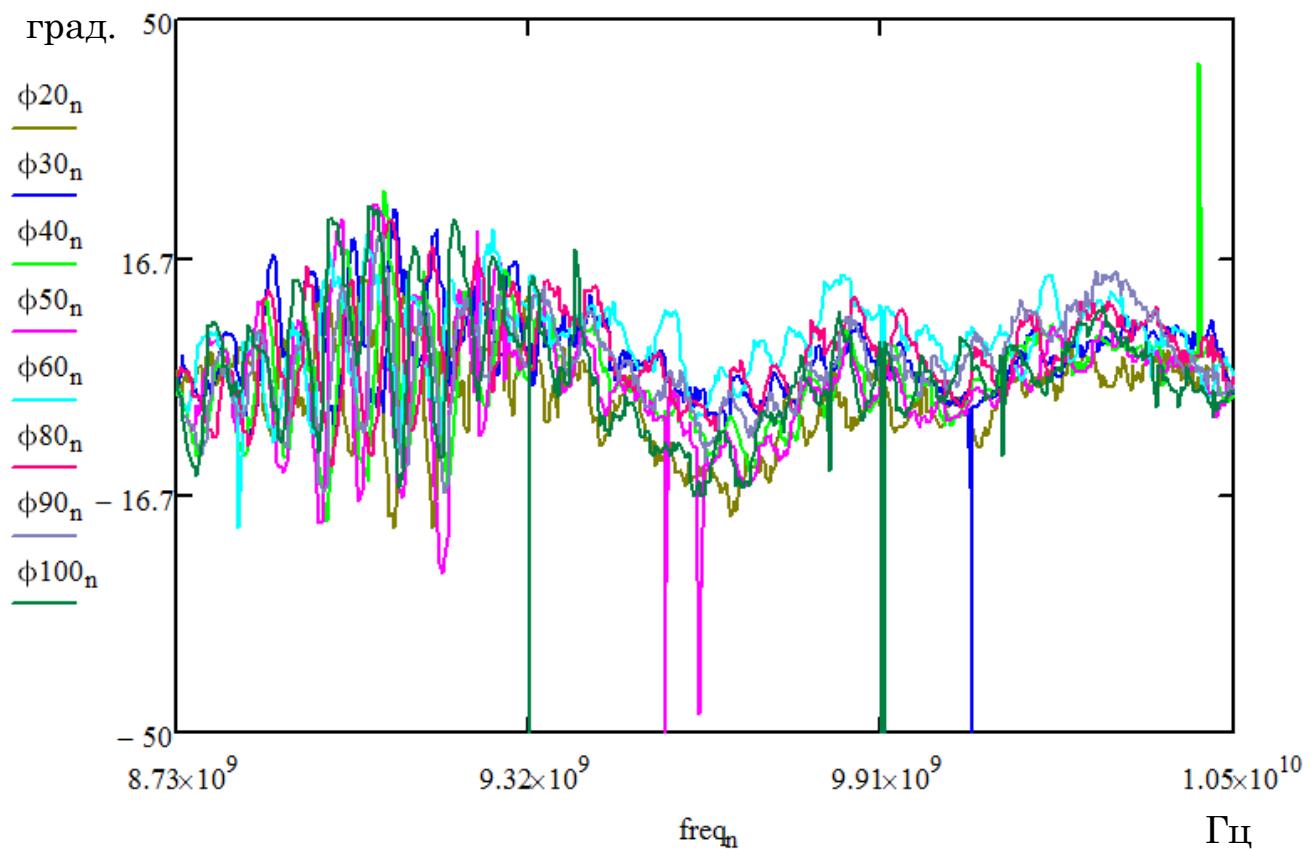


Рисунок П1.22 – Семейство ФЧХ нелинейной составляющей истинного сдвига фаз испытуемого смесителя в диапазоне промежуточных частот 20–100 МГц, при частотах входного сигнала 8,73–10,5 ГГц

На рисунке П1.23 представлены зависимости среднеквадратического отклонения истинного сдвига фаз испытуемого смесителя, измеренного векторным анализатором цепей Р4М-18 с помощью метода трех смесителей (sko1) и измеренного тем же анализатором цепей, но в составе разработанного макета измерителя (sko2). Из этого рисунка видно, что погрешность измерений новым методом более чем в три раза меньше.

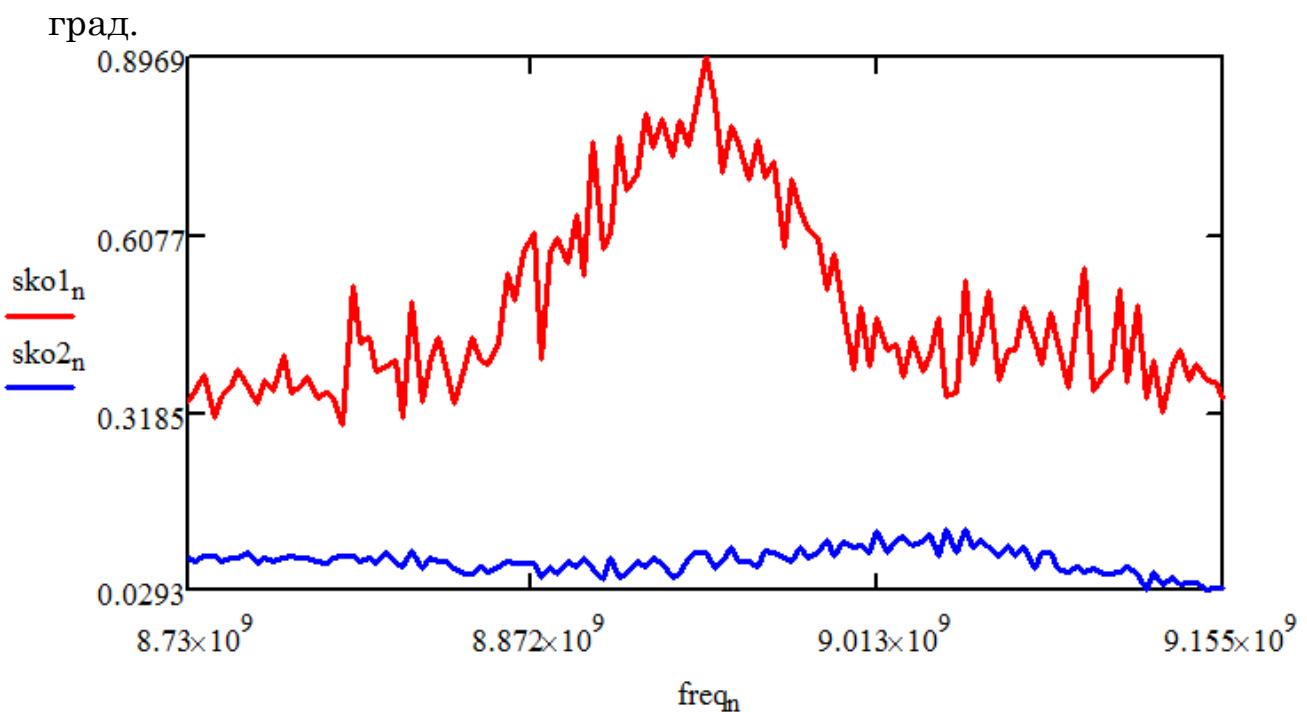


Рисунок П1.23 – Среднеквадратическое отклонение результатов десяти измерений истинного сдвига фаз испытуемого смесителя методом трех смесителей (верхняя кривая) и разработанным новым методом (нижняя кривая)

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Заключение по результатам семинара на тему «Измерение параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты»

В соответствии с поручением заместителя Росстандарта Булыгина Ф. 21 ноября 2013 г. в ФГУП «ВНИИФТРИ» был проведен семинар, посвященный работе сотрудников Кубанского государственного университета К. С. Короткова и Д. Р. Фролова «Измерение параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты».

В семинаре приняли участие следующие сотрудники ФГУП «ВНИИФТРИ»: Малай И.М., Маневич В.З., Тищенко В.А., Каминский О.В., Прутло В.И., Бутров М.В., Саргсян М.В. и др.

Рассмотрев материалы работы (Доклад для семинара в ФГУП «ВНИИФТРИ»), семинар отмечает следующее:

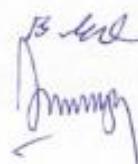
В связи с тем, что СВЧ-смесители широко применяются при разработке, конструировании и производстве различных радиотехнических устройств и приборов, направление работы авторов представляется своевременным и актуальным. Не вызывает сомнения важность поставленных и решенных авторами задач на фоне бурно развивающейся радиотехнической промышленности. Разработанный авторами новый метод измерения параметров СВЧ-смесителей вызывает определенный научно-практический интерес с точки зрения прикладной метрологии. Предложенный метод и устройство для измерения параметров смесителей защищены патентами на изобретение и предназначены для измерения значения сдвига фаз, вносимого исследуемым СВЧ-смесителем.

Приведенные авторами результаты экспериментальных исследований (однодиодный смеситель с диодом типа ЗА123, частота входного СВЧ-сигнала 9 ГГц, частота гетеродина 9,05 ГГц, промежуточная частота 50 МГц, мощность входного сигнала минус 10 дБ/мВт, мощность сигнала гетеродина 6 дБ/мВт) позволяют сделать вывод об уменьшении среднеквадратического отклонения результатов измерений по сравнению с распространенным методом «трех смесителей» в 3,5 раза.

Для полноценного анализа предлагаемого метода измерений параметров СВЧ-смесителей и возможности его практического применения считаем необходимым проведение авторами дальнейших исследований в данном направлении с привлечением разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, заинтересованных в данном виде измерений (ОАО «Концерн ПВО "Алмаз – Антей" и др.).

Начальник НИО-1 ФГУП «ВНИИФТРИ»

Заместитель начальника НИО-1 ФГУП «ВНИИФТРИ»



В.З. Маневич

О.В. Каминский