

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

В. П. Костелецкий, Д. С. Данилов, Е. Б. Черникова

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Учебно-методическое пособие по практическим,
лабораторным и самостоятельным занятиям

Томск
2026

УДК 621.3.049.77

ББК 32.844.1

К 72

Рецензент:

Михеев Ф. А., Ведущий инженер отдела элементов СВЧ-тракта департамента
информационно-измерительных систем АО «НПФ «Микран»

Авторы:

В. П. Костелецкий, доцент кафедры СВЧиКР, канд. техн. наук;
Д. С. Данилов, руководитель группы разработки монолитных интегральных схем
департамента информационно-измерительных систем АО «НПФ «Микран»;
Е. Б. Черникова, доцент кафедры СВЧиКР, канд. техн. наук

Костелецкий, Валерий Павлович

К72 Микроэлектроника сверхвысоких частот: Учебно-методическое пособие по
практическим, лабораторным и самостоятельным занятиям / **В. П. Костелецкий**,
Д. С. Данилов, **Е. Б. Черникова**. – Томск: Томск. гос. ун-т. систем упр. и радиоэлектроники,
2026. – 63 с.

Представлены методические материалы для проведения практических, лабораторных и
самостоятельных занятий, направленные на формирование навыков моделирования, анализа и
проектирования элементов СВЧ-микроэлектроники.

Пособие предназначено для студентов высших учебных заведений, обучающихся по
техническим направлениям подготовки и специальностям.

Одобрено на заседании кафедры сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники,
протокол №16 от 13.05.2026.

УДК 621.3.049.77

ББК 32.844.1

© Костелецкий В. П., Данилов Д. С.,
Черникова Е. Б. 2026

© Томск. гос. ун-т. систем упр. и
радиоэлектроники, 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ	5
1.1 Расчет классической мостовой схемы Уитстона	5
1.2 Распределение и формирование амплитуд напряжений в СВЧ-трактах гибридных интегральных схем	8
1.3 Определение характеристик СВЧ-трактов гибридных интегральных схем с помощью рефлектометрии	11
1.4 S -параметры элементов СВЧ-тракта	14
1.5 Деэмбединг измерительной оснастки с помощью T -параметров	19
1.6 Коэффициент шума в радиочастотном и микроволновом диапазонах	21
1.7 Построение вольт-амперной характеристики биполярного транзистора	23
1.8 Проектирование согласующих цепей с помощью диаграммы Вольперта-Смита	27
1.9 Резистивные цепи согласования для разветвленных и дифференциальных сигнальных линий передачи	32
2. ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАНЯТИЯ	34
2.1 Исследование характеристик микроволновых фильтров	34
2.1.1 Краткие теоретические сведения	34
2.1.2 Задание и указания к выполнению работы	38
2.1.3 Требования к оформлению отчёта	42
2.1.4 Вопросы для контроля	42
2.2 Измерение характеристик направленных ответвителей	43
2.2.1 Краткие теоретические сведения	43
2.2.2 Порядок выполнения работы	48
2.2.3 Требования к оформлению отчета	51
2.2.4 Вопросы для контроля	51
2.3 Исследование усилителей СВЧ	52
2.3.1 Краткие теоретические сведения	52
2.3.2 Порядок выполнения работы	59
2.3.3 Требования к оформлению отчета	61
2.3.4 Вопросы для контроля	61
3. САМОСТОЯТЕЛЬНЫЕ ЗАНЯТИЯ	62
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	63
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	64

Введение

Современное развитие радиоэлектронной промышленности неразрывно связано с совершенствованием элементной базы сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона. СВЧ-микроэлектроника является одним из ключевых направлений электроники, обеспечивающим создание высокопроизводительных систем связи, радиолокации, навигации, дистанционного зондирования, телекоммуникаций и специальной техники. Повышение требований к функциональности, быстродействию, энергоэффективности и степени интеграции радиоэлектронной аппаратуры обуславливает необходимость подготовки специалистов, обладающих знаниями в области физических основ работы СВЧ-полупроводниковых приборов, технологий изготовления интегральных схем сверхвысоких частот, методов их моделирования и экспериментального исследования.

Важную роль в развитии отечественной СВЧ-микроэлектроники играет промышленность, обеспечивающая разработку и производство современной элементной базы. Компания АО НПФ «Микран» более 15 лет осуществляет разработку и производство гибридных и монолитных интегральных схем СВЧ-диапазона. Предприятие обладает развитой производственно-технологической базой и высококвалифицированным инженерным персоналом, что позволяет выпускать монолитные интегральные схемы как для внутреннего применения, так и для внешнего рынка СВЧ-элементной базы.

Опыт инженерной и производственной деятельности предприятия определяет актуальные требования к содержанию подготовки специалистов в области СВЧ-микроэлектроники. В этой связи содержание практических, лабораторных и самостоятельных работ настоящего учебно-методического пособия сформировано с учётом типовых инженерных задач, решаемых специалистами АО НПФ «Микран». Это позволяет студентам не только изучать фундаментальные принципы микроэлектроники сверхвысоких частот, но и осваивать технологии и методы, применяемые в реальной промышленной деятельности.

Особенностью пособия является практико-ориентированный характер подготовки, реализуемый через последовательное освоение методов проектирования, моделирования и исследования элементной базы современной СВЧ-микроэлектроники, включая активные и пассивные элементы монолитных интегральных схем сверхвысоких частот. Структура пособия ориентирована на поэтапное формирование инженерных навыков, необходимых для работы с современными СВЧ-микроэлектронными устройствами и технологиями.

1. ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ

В данном разделе представлены 9 практических занятий по дисциплине «Микроэлектроника сверхвысоких частот».

1.1 Расчет классической мостовой схемы Уитстона

Цель работы – выполнить расчет классической мостовой схемы Уитстона.

Мостовая схема Уитстона представляет собой четырех-плечевое резистивное устройство, в котором источник питания подключается к одной диагонали, а нуль-индикатор к другой. Условие равновесия наступает при равенстве потенциалов средних узлов, когда ток через индикатор отсутствует. Это состояние определяется пропорциональным соотношением сопротивлений в смежных плечах: произведение сопротивлений противоположных плеч оказывается равным. При известных значениях трех резисторов данное условие позволяет с высокой точностью определять неизвестное сопротивление, причем результат измерения не зависит от нестабильности питающего напряжения. Классическая реализация предполагает использование прецизионных резистивных элементов и переменного эталона в одном из плеч. В области твердотельной микроэлектроники СВЧ принцип моста Уитстона получает новое применение в нескольких ключевых направлениях. Первое и наиболее значимое связано с термисторными измерителями мощности. Термистор, включенный в плечо моста, одновременно служит согласованной нагрузкой волнового тракта и чувствительным элементом. Поглощение СВЧ-сигнала вызывает нагрев термистора и изменение его сопротивления, что фиксируется как разбалансировка моста. В прецизионных реализациях применяется метод замещения: мост повторно балансируют изменением мощности подводимого постоянного тока, а измеряемую СВЧ-мощность определяют как разность мощностей постоянного тока до и после воздействия высокочастотного сигнала. Современные интегральные исполнения на основе арсенид-галлиевых монокристаллических схем включают полный мост из четырех идентичных термисторов, размещенных на диэлектрической мембране для снижения тепловых потерь, что обеспечивает термокомпенсацию и согласование с копланарными волноводными линиями. Второе направление связано с использованием резистивных мостов в качестве широкополосных направленных ответвителей, являющихся основой шестипортовых измерительных модулей для векторных измерений комплексных коэффициентов отражения. Такие модули, выполняемые по монокристаллической технологии, занимают площадь порядка одного-двух квадратных миллиметров и функционируют в диапазоне до десяти гигагерц в сочетании с активными детекторами на полевых транзисторах. Третье перспективное направление импедансная спектроскопия высокоомных сред. Для измерения низкопроводящих материалов стандартные пятидесятиомные тракты неприменимы, однако применение двойных балансных мостов с программируемыми плечами, реализованных в комплементарной металл-оксид-полупроводниковой технологии, позволяет перенормировать опорный импеданс и проводить быструю диэлектрическую визуализацию на частотах до десяти гигагерц при размерах активной области менее пяти сотых квадратного миллиметра.

Таким образом, мост Уитстона, сохраняя классическую теорию баланса потенциалов, в микроэлектронике СВЧ трансформируется в функционально заверченный измерительный модуль, лежащий в основе современных датчиков мощности, широкополосных рефлектометров и сенсоров диэлектрической спектроскопии. Понимание его базовых соотношений является необходимым условием корректного проектирования интегральных СВЧ-устройств.

Мост Уитстона представляет собой сеть взаимосвязанных резисторов или других компонентов в зависимости от области применения. Несмотря на то, что цепь содержит лишь один источник ЭДС, для её решения необходимо применение теории цепей, например метода

Кирхгофа. Типовая схема с соответствующими обозначениями и указанными направлениями токов представлена на рисунке 1.1 [1].

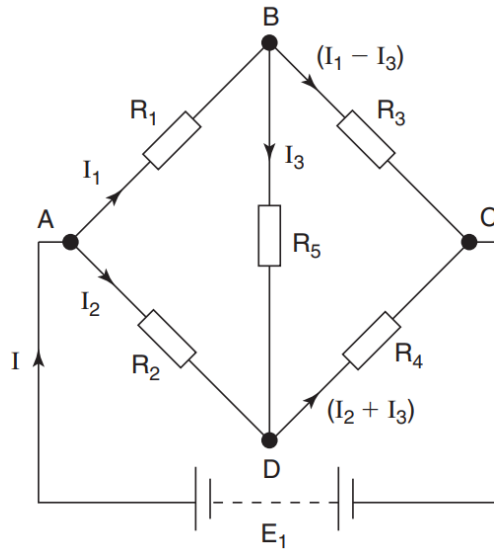


Рисунок 1.1 – Резистивная схема моста Уитстона

Следует отметить, что, несмотря на наличие пяти резисторов, закон Кирхгофа должен быть применён таким образом, чтобы свести число искомых токов к трём. Таким образом, для решения системы потребуется лишь три одновременных уравнения, хотя возможных контуров для выбора насчитывается семь. Примеры возможных семи контуров: ABCDA; ADCA; ABDCA; ADBCA; ABDA; BCDB и ABCDA образуемых на схеме, показанной на рисунке 1.1. Если следовать этим контурам, то можно убедиться, что последние три из них не включают источник ЭДС, следовательно, сумма ЭДС для каждого из этих контуров равна нулю. В определённой мере не имеет значения, какие именно три контура выбраны, при условии, что хотя бы один из них содержит источник. В случае если выбраны только последние три контура с нулевой ЭДС, результатом будет лишь тождество нуля. Данный уровень обучения не предполагает решения систем одновременных уравнений с тремя неизвестными. Тем не менее практика применения законов Кирхгофа является полезной, и семь уравнений для приведённых выше контуров перечислены ниже.

$$ABCA: E_1 = I_1 R_1 + (I_1 - I_3) \cdot R_3. \quad (1.1)$$

$$ADCA: E_1 = I_2 R_2 + (I_2 + I_3) \cdot R_4. \quad (1.2)$$

$$ABDCA: E_1 = I_1 R_1 + I_3 R_5 + (I_2 + I_3) \cdot R_4. \quad (1.3)$$

$$ADBCA: E_1 = I_2 R_2 - I_3 R_5 + (I_1 - I_3) \cdot R_3. \quad (1.4)$$

$$ABDA: 0 = I_1 R_1 + I_3 R_5 - I_2 R_2. \quad (1.5)$$

$$BCDB: 0 = (I_1 - I_3) \cdot R_3 - (I_2 + I_3) \cdot R_4 - I_3 R_5. \quad (1.6)$$

$$ABCDA: 0 = I_1 R_1 + (I_1 - I_3) \cdot R_3 - (I_2 + I_3) \cdot R_4 - I_2 R_2. \quad (1.7)$$

В качестве проверки правильности применения закона Кирхгофа рассмотрим узлы В и С: ток, входящий в узел В = I .

Тогда суммарный ток, выходящий из узла равен $I_1 + I_2$, следовательно, $I = I_1 + I_2$.

Ток, входящий в узел С = $(I_1 - I_3) + (I_2 + I_3)$
 $= I_1 - I_3 + I_2 + I_3$
 $= I_1 + I_2$
 $= I$.

Таким образом, ток, вытекающий из источника тока равен току, возвращающемуся в источник тока.

Пример нахождения токов в мостовой схеме. Для мостовой схемы, представленной на рисунок 1.2, вычислить ток через каждый резистор, а также ток, потребляемый от источника питания.

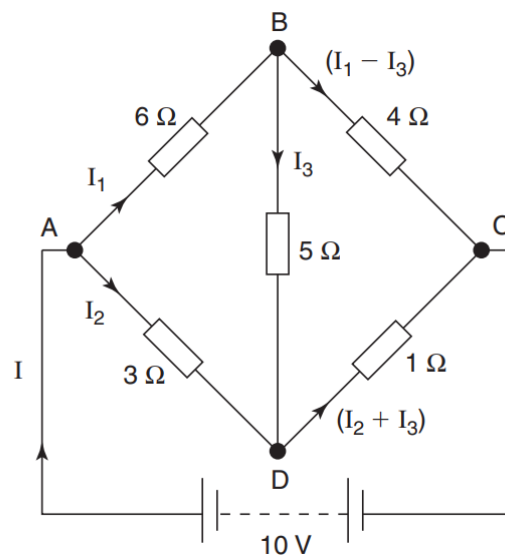


Рисунок 1.2 – Резистивная схема моста Уитстона с обозначениями токов и узлов

Решение. Прежде всего в схеме обозначаются узлы. Токи определяются с использованием закона Кирхгофа, как показано на рисунке 1.2.

$ABDA$:

$$0 = 6I_1 + 5I_3 - 3I_2.$$

$$0 = 6I_1 - 3I_2 + 5I_3 \quad (1.8)$$

$BDCB$:

$$0 = 5I_3 + 1(I_2 + I_3) - 4(I_1 - I_3) \quad (1.9)$$

$$0 = 5I_3 + 2I_2 + I_3 - 4I_1 + 4I_3$$

$$0 = -4I_1 + 2I_2 + 10I_3$$

$ADCA$:

$$10 = 3I_2 + 1(I_2 + I_3) \quad (1.10)$$

$$10 = 3I_2 + I_2 + I_3$$

$$10 = 4I_2 + I_3$$

Умножим уравнение (1.8) на 2, уравнение (1.9) на 3, а затем сложим их.

$$0 = -3I_2 + 40I_3. \quad (1.11)$$

Умножим уравнение (1.10) на 3, уравнение (1.11) на 4, а затем сложим их.

$$\begin{aligned} 30 &= 163I_3 \\ I_3 &= \frac{30}{163} = 0,184 \text{ А} \end{aligned} \quad (1.12)$$

Подставим значение I_3 в уравнение (1.10):

$$\begin{aligned} 10 &= 4I_2 + 0,184 \\ 4I_2 &= 9,816 \\ I_2 &= \frac{9,816}{4} = 2,454 \text{ А} \end{aligned} \quad (1.13)$$

Далее подставляя значение I_3 и I_2 в уравнение (1.9):

$$\begin{aligned} 0 &= -4I_1 + 2,454 + 1,87 \\ 4I_1 &= 4,294 \\ I_1 &= \frac{4,294}{4} = 1,074 \text{ А} \end{aligned} \quad (1.14)$$

Тогда $I = I_1 + I_2 = 3,529 \text{ А}$. В качестве проверки необходимо удостовериться что все полученные значения являются положительными, тогда токи протекают в направлениях, указанных на схеме, и решение выполнено верно.

Порядок выполнения работы:

Зарисовать схему моста Уитстона показанную на рисунке 1.2. Присвоить значения резисторов в соответствии с вариантами, показанными в таблице 1.1. Выполнить вычисление токов протекающих в схеме в соответствии с примером.

Таблица 1.1 – Варианты параметров

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
R_1	6	7	8	9	10	7	6
R_2	2	4	3	4	5	3	3
R_3	4	5	6	7	8	9	6
R_4	2	1	2	2	2	3	3
R_5	5	5	6	5	7	5	4

1.2 Распределение и формирование амплитуд напряжений в СВЧ-трактах гибридных интегральных схем

Цель работы – освоить методику вычисления амплитуд напряжения в узлах линии передачи, научиться определять сопротивление, емкость и индуктивность неоднородности.

На рисунке 1.3 показана схема электрических соединений линии передачи, состоящая из отрезка линии передачи, резистивной нагрузки на дальнем конце и генератора сигналов с внутренним сопротивлением на ближнем конце линии передачи.

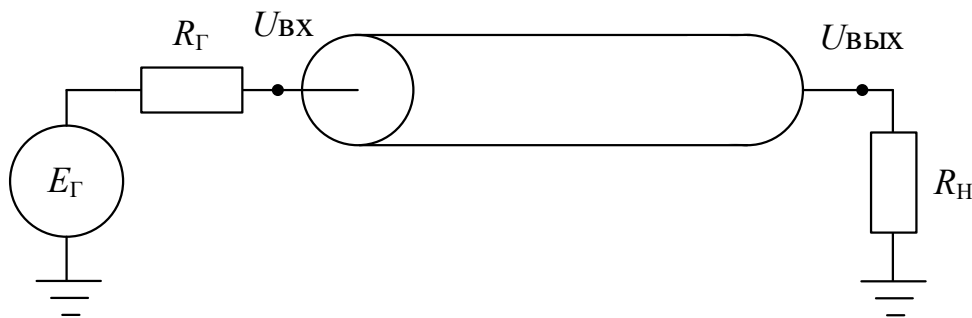


Рисунок 1.3 – Схема электрических соединений линии передачи

На схеме электрических соединений линии показаны: $E_Г$ – э.д.с. генератора, $R_Г$ – внутреннее сопротивление генератора, Z_0 – импеданс линии передачи, $R_Н$ – сопротивление нагрузки, $U_{ВХ}$ – напряжение на входе в ЛП, $U_{ВЫХ}$ – напряжение на выходе линии.

Для вычисления значений напряжений и токов на входе в линии представим внутреннее сопротивление генератора и импеданс линии в виде эквивалентной схемы, показанной на рисунке 1.4.

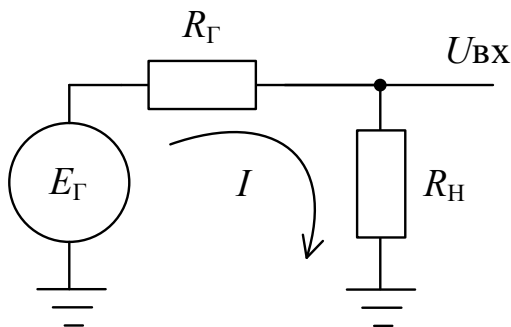


Рисунок 1.4 – Эквивалентная схема входа в линию передачи

Тогда ток (I), протекающий в такой цепи, и напряжение $U_{ВХ}$ вычисляются следующим образом:

$$I = \frac{E_Г}{R_Г + Z_0}, \quad U_{ВХ} = \frac{E_Г \cdot Z_0}{R_Г + Z_0}. \quad (1.15)$$

После того, как на входе в линию сформировалось $U_{ВХ}$ определенной амплитуды, при условии, что рассматривается линия без потерь в проводниках и диэлектриках, оно продолжит распространяться вдоль линии. Таким образом, для дальнейших вычислений приравняем $U_{ВХ}$ и напряжение падающей волны ($U_{пад}$). При вычислении амплитуды и/или формы сигнала в любой точке ЛП необходимо помнить одно утверждение из общей теории распространения волн. «Напряжение в любой точке системы – суперпозиция падающей и отраженной волн». Таким образом в линию, сигнал от источника по достижению нагрузки, может:

- полностью поглотиться нагрузкой, в случае, когда нагрузка согласована с волновым сопротивлением линии (под согласованностью подразумевается равенство номиналов сопротивлений линии и нагрузки),
- частично или полностью отразиться от нагрузки (если нагрузка частично или полностью не согласована с линией).

В последнем случае одновременно существуют две волны падающая, которая движется от генератора к нагрузке, и отраженная, которая возвращается от нагрузки к

генератору, отразившись от границы двух сопротивлений Z_0 и R_H . Эти волны накладываются и образуют результирующее напряжение в линии.

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}. \quad (1.16)$$

Соответственно для определения $U_{\text{вых}}$ необходимо знать амплитуды $U_{\text{пад}}$ и отраженной волны ($U_{\text{отр}}$). Для этого необходимо $U_{\text{пад}}$ умножить на коэффициент отражения « Γ » который находится по формуле:

$$U_{\text{отр}} = U_{\text{пад}} \cdot \Gamma. \quad (1.17)$$

При этом Γ вычисляют на основе сопротивления нагрузки и импеданса линии по формуле:

$$\Gamma = \frac{R_H - Z_0}{R_H + Z_0}. \quad (1.18)$$

Также следует обратить внимание на следующее:

- 1) При анализе амплитуд необходимо учитывать, что при прохождении сигнала по линии он запаздывает по времени на значение равное задержке вносимой линией.
- 2) При определении амплитуд переотражений действуют те же принципы, что и ранее для определения амплитуд сигнала в линии, только в качестве падающей используется уже отраженная волна, а сопротивления, используемые при расчете коэффициента отражения, заменяются на соответствующие, вдоль пути распространения сигнала.

Пример: используется схема электрических соединений линии из рисунка 1.3 и следующие значения: $E_G = 1$ В, $R_G = 50$ Ом, $Z_0 = 50$ Ом, $R_H = 100$ Ом, задержка линии ($\tau = 1$ нс.).

Для начала вычисляются амплитуды в прямом направлении прохождения сигнала (от генератора к нагрузке)

$$U_{\text{вх}} = \frac{E_G \cdot Z_0}{R_G + Z_0} = 0,5 \text{ В}, \quad \Gamma = \frac{R_H - Z_0}{R_H + Z_0} = 0,333, \quad U_{\text{вх}} = U_{\text{пад}},$$

$$U_{\text{отр}} = U_{\text{пад}} \cdot \Gamma = 0,1665 \text{ В}, \quad U_{\text{вых}} = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}} = 0,6665 \text{ В}.$$

Затем вычисляются амплитуды в обратном направлении прохождения сигнала (от нагрузки к генератору), в качестве падающей волны в обратном направлении рассматривается отраженная.

$$U_{\text{отр}} = U_{\text{пад1}}, \quad \Gamma_1 = \frac{R_G - Z_0}{R_G + Z_0} = 0, \quad U_{\text{отр1}} = U_{\text{пад1}} \cdot \Gamma_1 = 0 \text{ В}, \quad U_1 = U_{\text{пад1}} + U_{\text{отр1}} = 0,1665 \text{ В},$$

Затем переносится на график вычисленные амплитуды импульсов с учетом их длительности и задержки вносимой линией (рисунок 1.5).

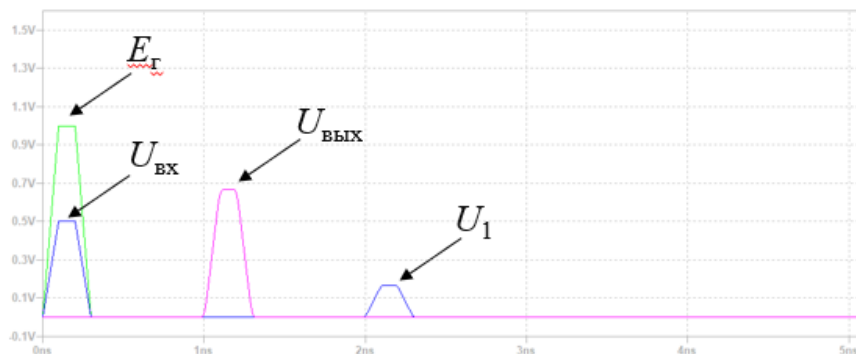


Рисунок 1.5 – Амплитуды напряжений

Порядок выполнения работы:

1. Выбрать тип линии передачи для соединения элементов СВЧ-тракта гибридной интегральной схемы: микрополосковая или полосковая. Воспользовавшись выражениями из рисунка 1.6 получить геометрические параметры, которые будут обеспечивать заданное значение Z_0 (таблица 1.2).

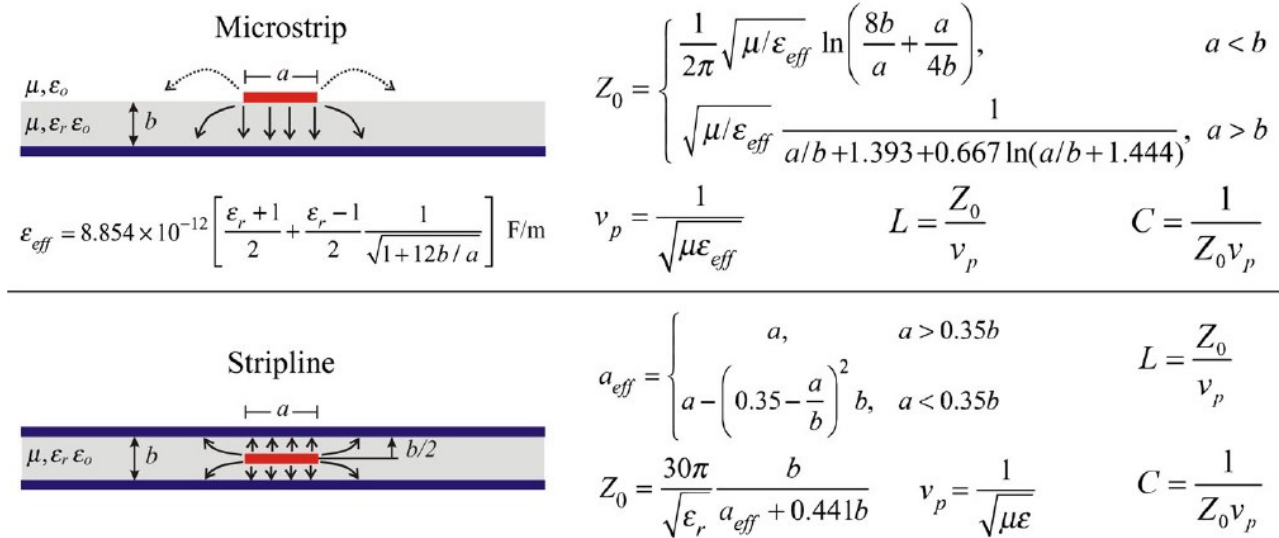


Рисунок 1.6 – Выражения для расчета погонных параметров линий передачи

2. В ПО ADS построить линию передачи в соответствии с вариантом геометрических параметров из таблицы 1.2, а также выполнить моделирование временного отклика при заданном варианте значения R_H . Параметры входного воздействия: $E_T=1$ В и длительности фронта и спада по 1 нс, а плоской вершины 2 нс, $R_T=50$ Ом.

Таблица 1.2 – Варианты параметров

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
Z_0	50	75	50	25	100	15	50
w							
t							
h							
ϵ_r							
R_H	100	50	75	50	75	35	15

3. Выполнить вычисление амплитуд импульсов по формулам (1.16)–(1.18) и построить график форм напряжения на входе и выходе линии.

5. Сравнить результаты вычисления и моделирования.

1.3 Определение характеристик СВЧ-трактов гибридных интегральных схем с помощью рефлектометрии

Цель работы – освоить методику вычисления импедансов, погонных параметров емкости и индуктивности, элементов СВЧ тракта.

Рефлектометрия – метод измерений, основанный на анализе отраженных сигналов, применяемый для изучения физических свойств среды или состояния линий передачи (кабелей, волноводов и т.д.). В основном этот метод используется для диагностики и контроля состояния различных систем, но мы будем рассматривать только электрические характеристики.

Основной принцип рефлектометрии заключается в следующем: в систему подают импульс или волну известной формы и амплитуды, при наличии неоднородности в среде, например, повреждении, изменении геометрии проводника, разрыва или избыточная влажности. Это приводит к изменению электрических свойств и как следствие импеданса. В результате чего сигнал отражается обратно частично или полностью. А анализ отраженного сигнала позволяет определить: местоположение, характер дефектов и соответственно тип неоднородности. Все это можно исследовать благодаря коэффициенту отражения, который выражается из известных величин импедансов системы или из отношения падающей и отраженной волн:

$$\Gamma = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}} . \quad (1.19)$$

Для примера приведена схема рефлектометрической установки, показанная на рисунке 1.7.

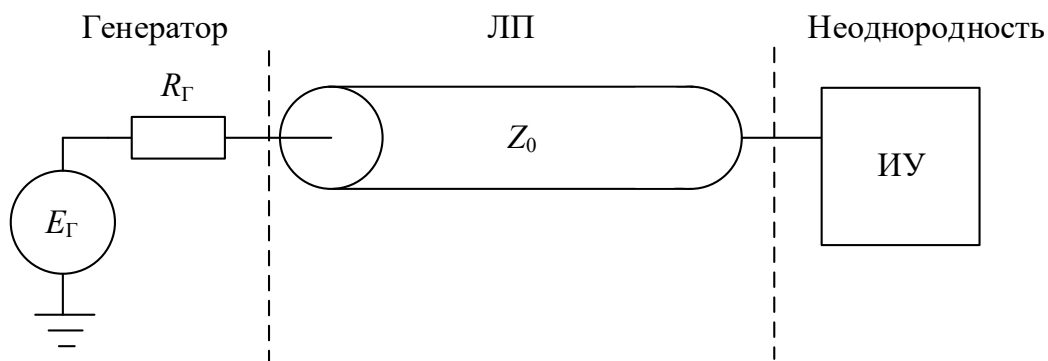


Рисунок 1.7 – Схема электрической рефлектометрической установки

Подключив все в соответствии со схемой, можно определить импеданс исследуемого устройства (ИУ) при известных амплитудах падающего и отражённого сигналов по формуле:

$$R_{\text{н}} = Z_0 \cdot \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}} . \quad (1.20)$$

Дано: $E_{\text{Г}} = 2 \text{ В}$, $R_{\text{Г}} = 50 \text{ Ом}$, $Z_0 = 50 \text{ Ом}$, $R_{\text{н}} = 60 \text{ Ом}$, $\tau_d = 250 \text{ пс}$ (задержка ИУ).

На рисунке 1.8 представлена осциллограмма, где в качестве входного воздействия использован переходный процесс в виде ступеньки.

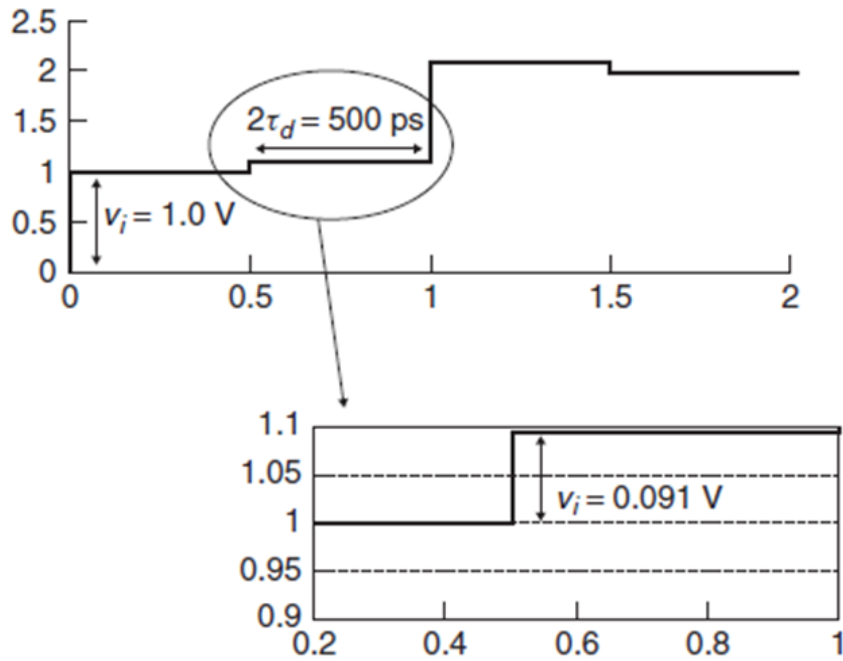


Рисунок 1.8 – Осциллограмма напряжений на входе в ИУ

Импеданс ИУ, вычисленный по формуле (1.20) равняется 60 Ом. Чтобы определить задержку, вносимую ИУ, необходимо длительность задержки на осциллограмме поделить на 2, поскольку отклик, показанный на рисунке 1.8, успевает пройти вдоль ИУ и обратно. Также с помощью показанной осциллограммы можно вычислить погонные индуктивность и емкость для ИУ:

$$U_{\text{пад}} = \frac{E_{\Gamma} \cdot Z_0}{R_{\Gamma} + Z_0} = 1 \text{ В}, \quad U_{\text{отр}} = 1,091 - 1 = 0,091 \text{ В}, \quad R_{\text{н}} = Z_0 \cdot \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}} = 60 \text{ Ом}, \quad \tau_d = \frac{1}{2} \tau,$$

где τ – это длительности ступеньки на осциллограмме.

Погонные L и C рассчитываются путём одновременного решения выражений импеданса и задержки:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = 60 \text{ Ом}, \quad \tau_d = l \cdot \sqrt{L \cdot C} = 250 \text{ пс}.$$

Погонные индуктивность и емкость (L_0 и C_0) рассчитываются с помощью значения погонной задержки (нормирования задержки относительно длины ИУ):

$$\tau_0 = \frac{\tau_d}{l_{\text{ИУ}}} = \sqrt{L \cdot C} = 125 \text{ пс/м}.$$

Далее вычисляются L_0 и C_0 по формулам:

$$L = \left(\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \right) \left(\sqrt{L_0 \cdot C_0} \right), \text{ (Гн/м)}, \quad (1.21)$$

$$C = \frac{\sqrt{L_0 \cdot C_0}}{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}, \text{ (Ф/м)}. \quad (1.22)$$

Порядок выполнения работы:

1. В качестве ИУ выбрать тип линии передачи, показанной на рисунке 1.6, используя выражения, приведенные на рисунке 1.6, вычислить геометрические параметры ИУ, которые будут обеспечивать заданное значение Z_0 (таблица 1.3).

2. В ПО TUSUR.EMC построить линию передачи в соответствии с вариантом геометрических параметров из таблицы 1.3, и вычислить значения C и L . Параметры входного воздействия: $E_{\Gamma}=1$ В и длительности фронта и спада по 1 нс, а плоской вершины 2 нс, $R_{\Gamma}=50$ Ом.

Таблица 1.3 – Варианты параметров

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
Z_0 и R_{Γ}	50	50	50	50	50	50	50
w							
t							
h							
ε_r							
$R_{\text{ИУ}}$	100	55	75	45	75	35	15

3. Выполнить рефлектометрию и аналитически определить C и L исследуемого устройства из полученных при помощи моделирования значений погонной задержки и значения импеданса линии из таблицы 1.3.

4. Сравнить результаты вычисления и моделирования.

1.4 S-параметры элементов СВЧ-тракта

Цель работы – освоить методику измерения S -параметров на векторном анализаторе цепей (ВАЦ).

S-параметры. S -параметры (или параметры рассеяния) – это математический аппарат, используемый для анализа работы радиоэлектронных устройств, таких как усилители, фильтры, антенны и другие. Они позволяют определить, как электромагнитные волны распределяются при прохождении через устройство, независимо от того, является ли оно активным или пассивным. С помощью S -параметров можно наглядно оценить, какая часть сигнала отражается от входа, проходит через устройство, отражается от выхода, передаётся между различными портами. Кроме того, анализ S -параметров играет важную роль в обеспечении целостности сигнала, особенно в высокочастотных и высокоскоростных системах. Они позволяют выявить и минимизировать нежелательные отражения, потери и перекрёстные помехи, что критично для надёжной передачи данных без искажений. В целом, S -параметры необходимы для точного описания поведения радиочастотных систем и оценки их эффективности с точки зрения передачи и сохранения формы сигнала.

На рисунке 1.9 продемонстрированы значения элементов матрицы рассеяния на примере 2-портового устройства, в качестве такого устройства приведен отрезок линии передачи.

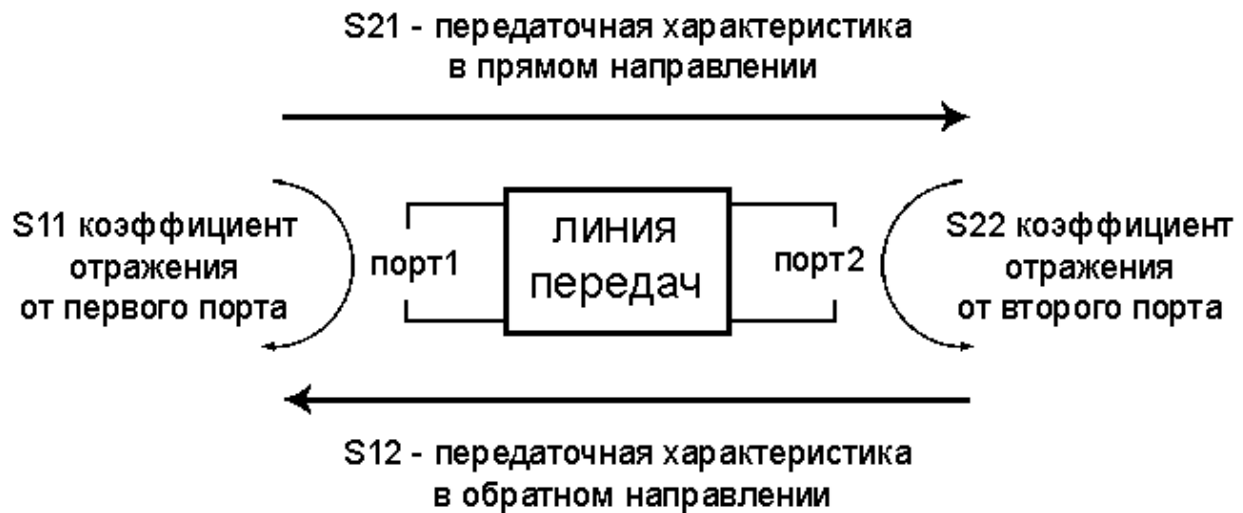


Рисунок 1.9 – Элементы матрицы рассеяния 2-портового устройства

Как правило, элементы матрицы рассеяния определяются отношением падающих и отраженных волн. На рисунке 1.10 показана линия передачи, слева от которой подключен источник сигнала с внутренним сопротивлением, а справа нагрузка. Вдоль линии передачи в каждой точке свои значения напряжения $V(z)$, тока $I(z)$ и импеданса Z . В контрольной точке полное напряжение – $V(0)$ и равно V_1 ; суммарный ток – $I(0)$ [2].

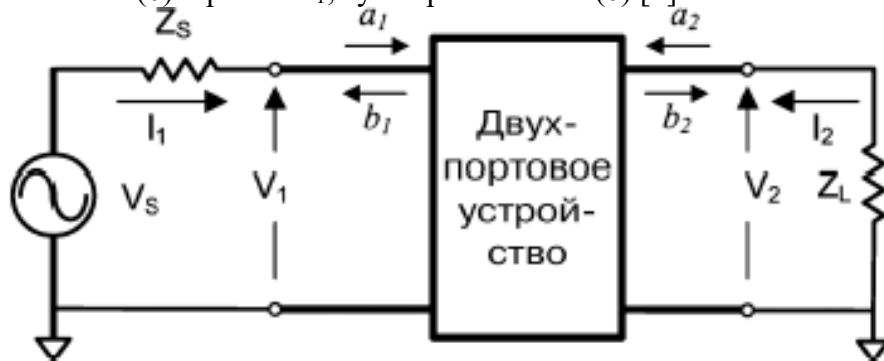


Рисунок 1.10 – Линия передачи

На рисунке 1.10 обозначены: a – падающая в направлении i -го порта волна и b – отраженная от i -го порта волна. Амплитудные значения этих волн определяются следующим образом:

$$a_i = \frac{V_{Fi}}{\sqrt{Z_{0i}}}, \quad (1.23)$$

$$b_i = \frac{V_{Ri}}{\sqrt{Z_{0i}}}, \quad (1.24)$$

где Z_0 – вещественное число, равное импедансу линии передачи.

Напряжения и токи для i -го порта:

$$V_i = \sqrt{Z_{0i}} (a_i + b_i), \quad (1.25)$$

$$I_i = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} (a_i - b_i). \quad (1.26)$$

После того как определены все необходимые значения величин, можно записать связь между параметрами для 2-портового устройства:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \quad (1.27)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2, \quad (1.28)$$

где S_{11} – коэффициент отражения на входе (порт 1),
 S_{21} – коэффициент передачи от порта 1 к порту 2,
 S_{12} – коэффициент передачи от порта 2 к порту 1 (обратная передача),
 S_{22} – коэффициент отражения на выходе (порт 2).
 В матричной форме такая связь будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (1.29)$$

Амплитудные значения элементов матрицы рассеяния через отношения падающих и отраженных волн определяются как:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}, \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}. \end{aligned} \quad (1.30)$$

Важно понимать, что S -параметры не только описывают поведение устройства в частотной области, отображая, какая часть сигнала отражается и передаётся между портами, но и содержат в себе исходные данные, через которые можно вычислить значения других частотно-зависимых характеристик, например, коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) или импеданс устройства:

$$\text{КСВН} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|}, \quad Z_0 = \frac{R_r (1+|S_{11}|)}{1-|S_{11}|}, \quad (1.31)$$

где R_r – сопротивление генератора.

Однако необходимо помнить, что чаще всего S -параметры представлены в дБ и, поэтому необходимо перед началом проведения вычислений перевести все значения из дБ в разы по формуле:

$$\text{разы} = 10^{0,05 \text{ дБ}}. \quad (1.32)$$

Векторный анализатор цепей и векторные измерения СВЧ-цепей. Векторный анализатор цепей Р4М-18 (рисунок 1.11) предназначен для измерения S -параметров в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц с динамическим диапазоном более 100 дБ. Прибор поддерживают импульсные режимы измерений, анализ гармоник, интермодуляции и коэффициента шума, а также векторную калибровку для различных типов трактов.



Рисунок 1.11 – Векторный анализатор цепей Р4М-18

К эксплуатации ВАЦ допускается только квалифицированный персонал, изучивший руководство по эксплуатации (РЭ) на ВАЦ Р4М-18 (ЖНКЮ.468166.006 РЭ2 [3]). Эксплуатация измерителя должна производиться в условиях, указанных в части I РЭ. Проведение типовых операций (визуальный контроль, соединение, разъединение и др.) следует проводить, пользуясь указаниями, изложенными в разделе 5 РЭ, чтобы избежать поломки измерителя, его соединителей и соединителей подключаемых к нему устройств, а также выявить дефекты измерителя, влияющие на его метрологические характеристики. Площадь поверхности рабочего стола должна быть достаточной для размещения на ней измерителя, требуемого комплекта принадлежностей и испытуемого устройства (ИУ) [4].

Порядок использования измерителя предполагает 2 этапа:

1) калибровка, в ходе которой к измерителю подключаются устройства с известными параметрами – меры. По результатам измерений оцениваются характеристики измерительного тракта и влияние подключенных к измерителю кабельных сборок, переходов и т.п.

2) измерение параметров ИУ, в ходе которого выполняется коррекция измеренных величин с учетом данных калибровки.

Выбор вида калибровки и порядок ее проведения следует осуществлять в соответствии с указаниями, изложенными в разделе 6 РЭ. Подключение и измерение параметров Исследуемого устройства ИУ следует проводить в соответствии с указаниями, изложенными в разделе 7 РЭ.

Схема измерения ВАЦ содержит один измерительный канал и 12 «Измерений» в нем, как показано на рисунке 1.12.

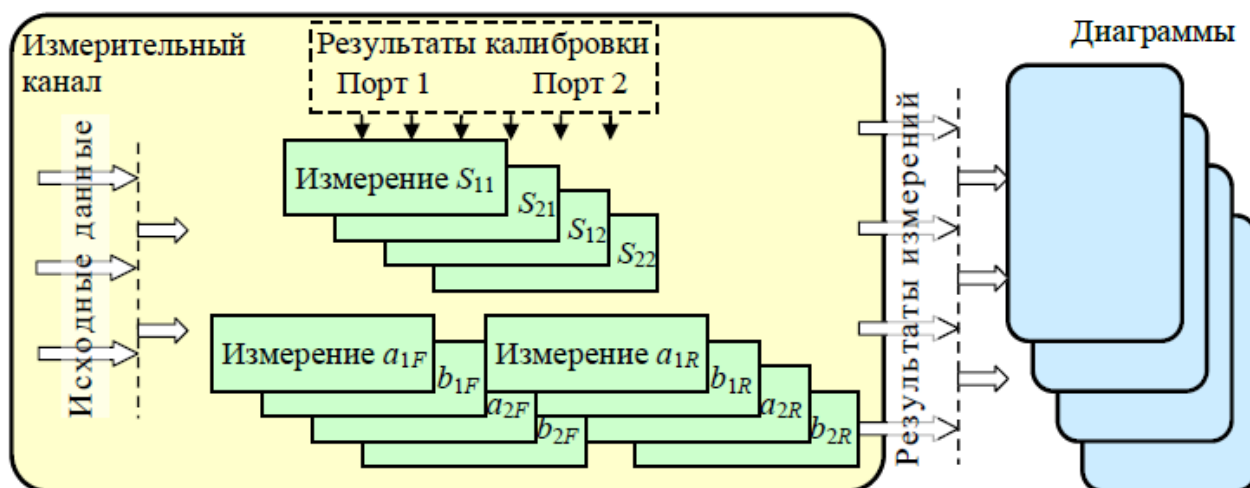


Рисунок 1.12 – Блок-схема обработки данных

Порядок выполнения работы:

Для проведения лабораторной работы понадобятся:

- Рабочее место,
- Программа управления Graphit P4M версия 2.6.32,
- Руководство по эксплуатации P4M-18 (ЖНКЮ.468166.006 РЭ2)
- ВАЦ P4M-18,
- Кабельные сборки фазостабильные,
- Набор калибровочных мер коаксиальных НКММ-13-13Р,
- Исследуемое устройство.

Порядок работы:

1 Запуск и калибровка ВАЦ.

1.1 Включить ВАЦ и дать прогреться в течении 10 минут.

1.2 Используя программу для управления Graphit P4M, подключиться с рабочего компьютера к ВАЦ.

1.3 Используя набор калибровочных мер НКММ-13-13Р и фазостабильные кабельные сборки, выполнить калибровку двух портов по методике SOLT (Short, Open, Load, Thru) в диапазоне частот от 10 МГц – 20 ГГц (убедитесь, что результаты калибровки применены).

2 Измерение S -параметров исследуемого устройства.

2.1 Подключить исследуемое двухпортовое устройство (например, отрезок микрополосковой линии).

2.2 Выполнить сканирование в диапазоне от 10 МГц – 20 ГГц.

2.3 Сохранить данные в формате .s2p (убедитесь что файл содержит значения S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22}).

3 Анализ результатов.

3.1 Построить графики S -параметров.

3.2 Определить частотные участки, где: S_{11} минимален, S_{21} близок к 0 дБ, $S_{12} \neq S_{21}$.

Объяснить поведение устройства, опираясь на измеренные данные.

4 Написать отчет по проделанной работе, ответить на контрольные вопросы и защитить лабораторную работы преподавателю.

1.5 Деэмбединг измерительной оснастки с помощью T -параметров

Цель работы – выполнить устранение влияния нерегулярных частей линии передачи оснастки с помощью T -параметров.

Для корректного анализа рабочих характеристик сверхвысокочастотных микроэлектронных устройств, выполненных как в монолитном, так и в гибридном исполнении, первостепенное значение приобретает достоверное математическое описание процессов распространения электромагнитных колебаний в топологических проводниках, межсоединениях и активных структурах самого кристалла. В инженерной практике проектирования СВЧ-интегральных схем наибольшее распространение получил матричный подход, опирающийся на использование волновых параметров, которые наиболее адекватно отражают физическую сущность происходящих явлений в распределённых полупроводниковых средах. Традиционные методы анализа, применяемые для цепей низкой и средней частоты, базируются на матрицах полных сопротивлений (Z -параметры), полных проводимостей (Y -параметры) или классических матрицах передачи (A -параметры), оперирующих понятиями токов и напряжений в выделенных портах. Однако в микроэлектронике СВЧ-диапазона электродинамическая картина существенно усложняется, поскольку длины волн становятся соизмеримыми с геометрическими размерами топологических элементов кристалла и монтажных соединений. Здесь значительную роль начинают играть эффекты отражения от неоднородностей волнового сопротивления на границах раздела сред, паразитные ёмкости p - n -переходов активных приборов, индуктивности проволочных перемычек и выводов корпусов, а также перекрёстные наводки, обусловленные электромагнитной связью между соседними межсоединениями внутри подложки. Все перечисленные факторы в совокупности способны заметно деградировать качество передаваемого сигнала, вызывать нестабильность режимов работы транзисторных ячеек и нарушать распределение питающих напряжений по элементам схемы. Именно поэтому при описании СВЧ-микроэлектронных устройств предпочтение отдаётся волновым матрицам рассеяния, известным как S -параметры, а также связанным с ними матрицам передачи T -параметрам. Данный математический инструментарий устанавливает взаимосвязи между падающими на исследуемый многополюсник и отражёнными от него волнами, что даёт возможность количественно оценивать степень согласования активных и пассивных элементов тракта, определять коэффициенты усиления и потерь в заданной полосе частот, а также прогнозировать искажения сигналов при прохождении через такие неоднородности, как переходы от кристалла к подложке, бондинг-площадки и выводы корпуса. Особую ценность S - и T -параметры представляют на этапе схемотехнического и топологического проектирования СВЧ-монолитных и гибридных интегральных схем, где вопросы целостности сигнала и надёжности распределения электропитания становятся крайне важны. Они определяют предельные рабочие частоты, выходную мощность и устойчивость устройства к внешним воздействиям. Среди указанных волновых описаний особого внимания заслуживают T -параметры, которые по своей сути являются производной формой S -параметров и обеспечивают удобство математической обработки при каскадном соединении нескольких функциональных блоков внутри микросборки или на кристалле. Их главное преимущество состоит в том, что операции перемножения матриц, выполняемые над T -параметрами, позволяют получать результирующую характеристику составного тракта без потери физической интерпретации каждого отдельного звена, что существенно упрощает анализ сложных распределённых систем, содержащих активные приборы, пассивные элементы и отрезки микрополосковых и/или копланарных линий передачи, сформированные в едином технологическом цикле микроэлектронного производства.

На практике T -параметры обычно используют, когда необходимо реализовать последовательное соединение нескольких устройств имея набор S -параметров только одного или когда у вас есть измеренные S -параметры отдельных каскадов и необходимо определить

их характеристики при соединении в единое устройство (рисунок 1.13). А также для исключения влияния параметров измерительной оснастки или нежелательного оборудования (рисунок 1.14). Такой процесс называется деэмбединг, и чаще всего требуется, когда влияние оснастки сопоставимо с влиянием, оказываемым исследуемым устройством (ИУ). Например, когда измеряются параметры СВЧ-устройства, к нему подключают разъемы, кабели, адаптеры, оснастку в виде печатных плат. Все эти элементы добавляют свои потери, задержки, отражения и импедансы, что может исказить результаты измерений. Деэмбединг позволяет вычлени из всего этого характеристики самого ИУ, исключив вклад всех остальных составляющих измерения.

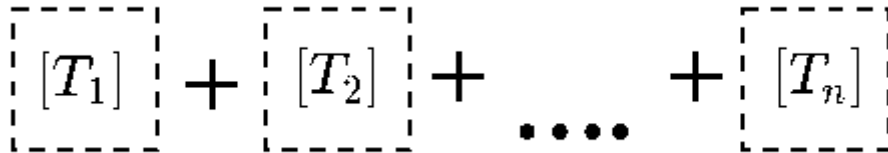


Рисунок 1.13 – Схема последовательного соединения устройств

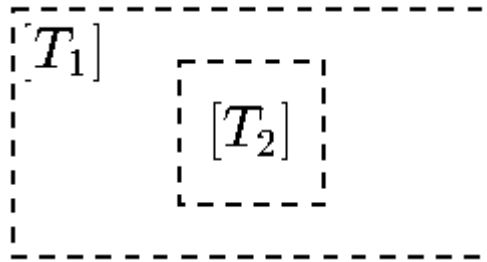


Рисунок 1.14 – Исключение параметров оснастки или деэмбединг

Для реализации последовательного соединения устройств матрица передачи устройства, представляющего собой каскадное соединение n -ного количества четырехполюсников, определяется произведением матриц передачи каждого четырехполюсника.

$$[T] = [T_1] \cdot [T_2] \cdot \dots \cdot [T_n] \quad (1.33)$$

где $[T]$ – результирующая матрица передачи,

$[T_1]$, $[T_2]$, $[T_n]$ – матрицы передачи отдельных каскадов (или элементов цепи).

Для деэмбединга исключаяющего влияния паразитных эффектов, связанных с измерительной оснасткой или другими внешними элементами измерительных стендов предлагается следующее. Поскольку в теории матриц нельзя просто так взять и разделить одну матрицу на другую, необходимо выполнить произведение матриц передачи, но матрицу передачи оснастки сделать обратной, таким образом достигнув требуемого результата.

$$[T] = [T_1] \cdot [T_2]^{-1}, \quad (1.34)$$

где $[T_2]^{-1}$ – обратная матрица $[T_2]$.

Матрица передачи $[T]$ для четырехполюсника имеет вид:

$$[T] = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.35)$$

Для перехода от S -параметров в T -параметры:

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} & -\frac{S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} \end{bmatrix}. \quad (1.36)$$

Перед выполнением вычислений необходимо S -параметры перевести из дБ в разы, а после проведения вычислений вернуть в дБ. Формула для перевода из дБ в разы:

$$\text{раз} = 10^{0,05 \cdot \text{дБ}}. \quad (1.37)$$

Матрица рассеяния $[S]$ имеет вид:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.38)$$

Матрица рассеяния $[S]$ может быть выражены через элементы матрицы передачи $[T]$:

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{t_{21}}{t_{11}} & t_{22} - \frac{t_{12}t_{21}}{t_{11}} \\ \frac{1}{t_{11}} & -\frac{t_{12}}{t_{11}} \end{bmatrix}. \quad (1.39)$$

После чего необходимо выполнить произведение матриц с целью каскадирования или деэмбединга а после обязательно перевести в дБ. Формула для перевода из разов в дБ:

$$\text{дБ} = 20 \log_{10}(\text{раз}). \quad (1.40)$$

Порядок выполнения работы:

Для устранения влияния нерегулярных частей линии передачи оснастки с помощью T -параметров необходимо взять измеренные S -параметры двухпроводной линии передачи (рисунок 1.15) и оснастки (рисунок 1.16). Файлы «Transmission line_200mm(50-50)(20GHz).s2p» и «Fixture(50-50)(20GHz).s2p», соответственно.



Рисунок 1.15 – Исследуемая линия передачи



Рисунок 1.16 – Измерительная оснастка

Далее в MS Excel или Mathcad/MATLAB выполнить каскадирование устройств и деэмбединг оснастки. Построить полученные характеристики на графиках.

1.6 Коэффициент шума в радиочастотном и микроволновом диапазонах

Цель работы – выполнить расчет коэффициента шума для однокаскадного и многокаскадного СВЧ-устройств.

Перед тем как приступить к разработке ГИС-модуля, необходимо разобраться в основных понятиях, которые используются при измерении и вычислении шумовых характеристик радиоэлектронных устройств и их компонентов.

Электрический шум определяется как любая нежелательная электрическая энергия, которая попадает в пределы полосы пропускания канала связи. На рисунке 1.17 показано влияние шума на электрический сигнал. Электрические помехи, имеющие различные частоты и разную амплитуду, смешиваясь с сигналом, снижают его качество [5].

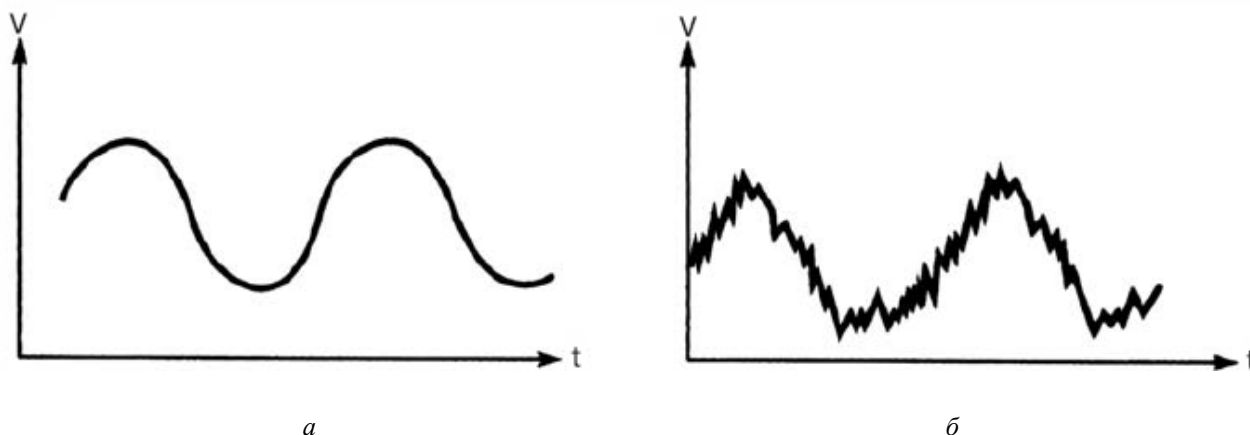


Рисунок 1.17 – Действия шума на сигнал, а – сигнал без; б – сигнал с шумом

Измеряемый шум является результатом спонтанных изменений в обычных процессах, протекающих в электрическом оборудовании. Тепловой шум рождается в результате колебаний электронной и дырочной проводимости из-за конечной температуры. Спектр некоторых колебаний лежит в измеряемой полосе частот, тем самым внося шум в полезный сигнал. Мощность теплового шума N равна:

$$N = kTB, \quad (1.41)$$

где k – постоянная Больцмана,

T – температура в кельвинах,

B – шумовая полоса системы.

Дробовой шум порождается дискретной природой протекающего тока. Примерами таких явлений могут быть генерация и рекомбинация пар дырка/электрон в полупроводниках и разделение эмиттерного тока между базой и коллектором в транзисторах.

Современным приёмникам зачастую приходится работать с очень слабыми сигналами. При этом слабые сигналы маскируются шумами, вносимыми компонентами системы. Способность системы обрабатывать сигналы низкого уровня характеризуется такими параметрами, как чувствительность и коэффициент шума (КШ). КШ – особенный параметр, поскольку он применим не только к системе в целом, но и к ее компонентам: предусилителю, смесителю, усилителю ПЧ. В системах связи отношение сигнал/шум (S/N) на выходе ППМ является очень важным параметром, который зависит от отношения сигнал/шум на входе и КШ данного устройства.

Наиболее обоснованное определение КШ цепи F вошло как отношение показателя сигнал/шум на входе к показателю сигнал/шум на выходе:

$$F = \frac{S_{\text{вх}} / N_{\text{вх}}}{S_{\text{вых}} / N_{\text{вых}}}, \quad (1.42)$$

КШ отражает степень ухудшения отношения сигнал/шум при прохождении сигнала через цепь. Идеальный усилитель усиливал бы шум на входе вместе с сигналом, поддерживая равные значения показателей сигнал/шум на входе и на выходе. Однако реальный усилитель

вносит дополнительный шум от собственных компонентов, ухудшая отношение сигнал/шум. КШ не зависит от КП, усилению подвергается как сигнал, так и шум. Величину F чаще называют «шум-фактор» и обычно измеряют в децибелах:

$$NF = 10 \log F, \quad (1.43)$$

Определение КШ применимо и для многокаскадных систем, например, приемникам. Общий КШ можно вычислить, зная КШ и КП компонентов системы. Для двухкаскадной системы КШ равен:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}, \quad (1.44)$$

где F_1 – усиление первого каскада,

$\frac{F_2 - 1}{G_1}$ – вклад второго каскада.

Нужно отметить, что, когда усиление на первом каскаде высоко, шумовой вклад второго каскада мал. Поэтому при создании приемника так важен КП предусилителя. По тому же принципу вычисляется КШ n -каскадного устройства:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}, \quad (1.45)$$

Порядок выполнения работы:

Необходимо рассчитать КШ одного усилительного каскада. У вас есть усилитель с коэффициентом усиления по мощности $G=20$ дБ. Измерения показали, что на выходе отношение сигнал/шум = 20 дБ. На входе отношение сигнал/шум = 30 дБ.

Также необходимо вычислить коэффициент шума для двухкаскадной схемы

Первый каскад (предусилитель): $G_1 = 20$ дБ, $NF_1 = 10$ дБ.

Второй каскад (основной усилитель): $G_2 = 30$ дБ, $NF_2 = 6$ дБ.

1.7 Построение вольт-амперной характеристики биполярного транзистора

Цель работы – получить в ПО ADS выходные вольт-амперные характеристики n - p - n транзистора.

Транзистор – трёхэлектродный полупроводниковый прибор, служащий для усиления или переключения сигналов. В зависимости от порядка чередования p и n областей различают транзисторы p - n - p и n - p - n типов. Условные обозначения показаны на рисунке 1.18.

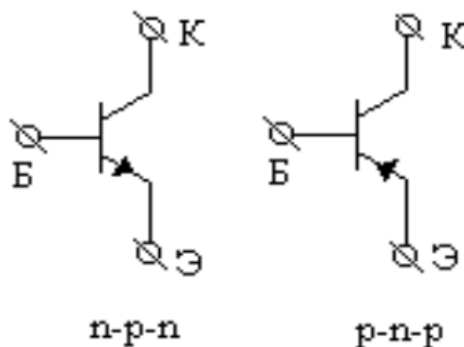


Рисунок 1.18 – УГО биполярных транзисторов

В зависимости от полярностей, приложенных к p - n -переходам транзистора напряжений, различают три режима работы:

отсечки – оба p - n - перехода закрыты, через транзистор течёт небольшой тепловой ток;

насыщения – оба p - n - перехода открыты;
активный – один из p - n - переходов открыт, другой закрыт.

В режиме отсечки и режиме насыщения управление транзистором почти отсутствует. Транзистор эффективно управляется только в активном режиме. Большую информацию о свойствах и качестве транзистора можно узнать из его вольтамперных характеристик. По этим характеристикам можно определить ряд параметров и их зависимость от режима, часть из которых не приводится в технических условиях или справочных материалах.

Входные ВАХ транзистора в схеме с общей базой отражают зависимость тока эмиттера I_E от напряжения база-эмиттер U_{BE} при различных напряжениях между коллектором и базой U_{KB} . Эти характеристики по форме близки к соответствующей характеристике p - n - перехода. При увеличении напряжения U_{KB} снижается энергетический барьер в эмиттерном переходе, усиливается инжекция электронов из области эмиттера в область базы и встречная инжекция дырок, и ток эмиттера возрастают. Поэтому входные характеристики при больших напряжениях U_{KB} смещены влево. Выходные ВАХ транзистора в схеме с общей базой это зависимость тока коллектора I_K от напряжения U_{KB} при различных токах эмиттера. При положительном напряжении на коллекторе ток I_K слабо зависит от U_{KB} и изменяется пропорционально изменению тока эмиттера I_E . Однако при $I_E = 0$ ток коллектора называют тепловым током перехода база-коллектор. При перемене полярности напряжения U_{KB} транзистор насыщается, ток коллектора перестаёт зависеть от тока эмиттера и резко уменьшается до нуля и уже при долях вольта меняет направление. Такая зависимость тока I_K обусловлена тем, что при $U_{KB} \geq 0$ p - n -переход база-коллектор закрыт для электронов, находящихся в области базы. Когда становится $U_{KB} < 0$, то p - n переход база-коллектор открывается для электронов из области коллектора и дырок из области базы, появляется встречный поток носителей и вследствие этого ток коллектора резко уменьшается. Равенство $I_K = 0$ означает, что составляющая тока коллектора, обусловленная движением носителей заряда из области эмиттера, равна составляющей, обусловленной движением носителей заряда из области коллектора.

Выходные ВАХ транзистора с общим эмиттером показаны на рисунке 1.19. В этой схеме напряжение перехода коллектор-база равно разности напряжений коллектор эмиттер и база-эмиттер, поэтому насыщение транзистора наступает при положительном напряжении U_{KE} . Увеличение напряжения U_{KE} частично падает на эмиттерном переходе, поэтому ток коллектора с ростом напряжения коллектора растёт быстрее, чем в схеме с общей базой. В остальном выходные вольтамперные характеристики схемы с общим эмиттером аналогичны выходным вольтамперным характеристикам схемы с общей базой. Повышение температуры увеличивает все токи транзистора, поэтому вольтамперные характеристики поднимаются вверх.

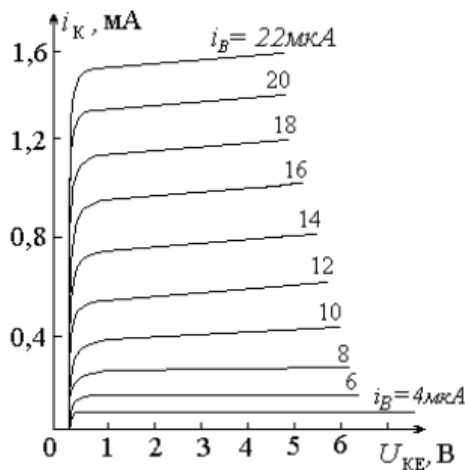


Рисунок 1.19 – Выходные ВАХ транзистора по схеме с общим эмиттером

Порядок выполнения работы:

Необходимо получить выходные ВАХ в ПО ADS. Для этого нужно запустить многовариантный анализ, который позволяет наиболее быстро получить результаты нескольких моделирования при изменяющемся параметре (или нескольких параметрах), при этом результатами являются зависимости характеристик анализа от изменяемого параметра, отображаются в виде таблиц или графиков.

Для проведения многовариантного анализа необходимо:

1. Определить изменяющийся параметр, диапазон его изменения (минимальное и максимальное значения параметра) и шаг приращения;
2. Задать выходную характеристику (выходной параметр).

Значение изменяемого параметра в схеме определяется переменной, эта переменная описывается в компоненте Var. В примере на рисунке 1.20 в качестве переменных многовариантного анализа используются значение параметра $V_{dc} = V_{BE}$ компонента SRC3 и $V_{dc} = V_{CE}$ компонента SRC2, эти переменные описаны в компоненте VAR1.

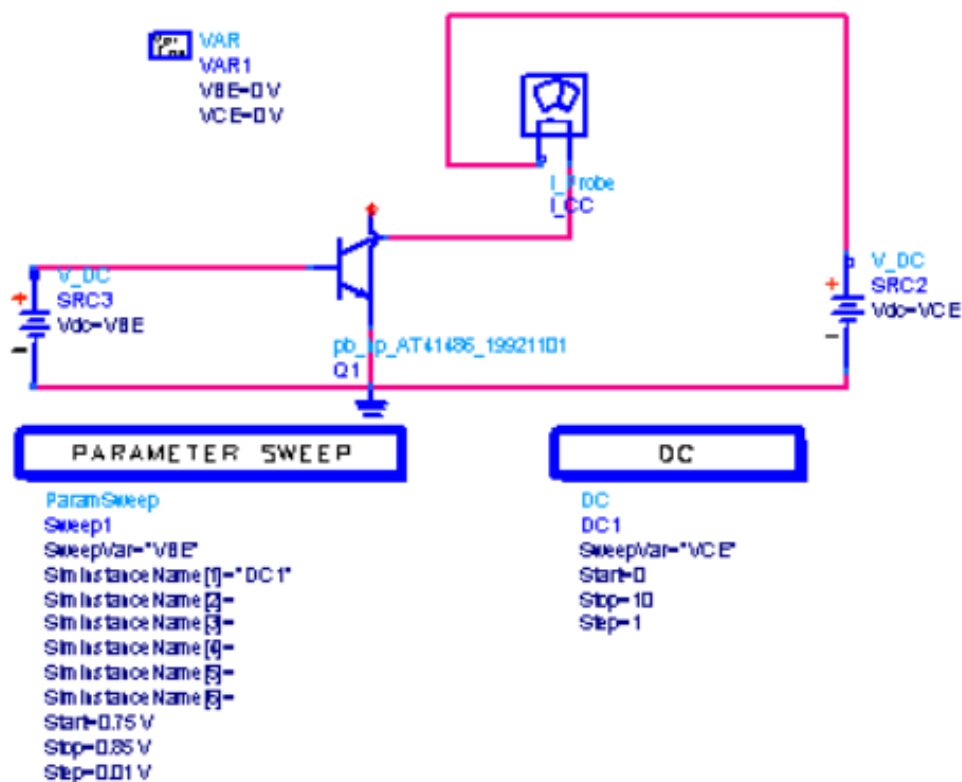


Рисунок 1.20 – Схема для получения ВАХ транзистора

Для определения параметра варьируемой переменной многовариантного анализа необходимо описать ее в окне Sweep контроллера анализа или в контроллере ParamSweep. Если проводится многовариантный анализ с одной переменной, то достаточно использовать только контроллер анализа. В окне SWEEP контроллера анализа задаются имя изменяемой переменной (SweepVar), начальное значение (Start), конечное значение (Stop) и шаг (Step). В примере в контроллере DC1 переменная VCE описана как переменная многовариантного анализа, эта переменная будет изменяться от 0 до 10 с шагом 1. Так как контроллер DC1 определяет анализ по постоянному току, результат многовариантного анализа – зависимости токов ветвей и напряжений в узлах от варьируемой переменной, в примере – от напряжения источника питания.

Для проведения анализа с двумя и более переменными необходимо добавить в схему контроллер ParamSweep из библиотеки Controllers. Изменяемая переменная описывается аналогично на закладке SWEEP. Параметр SimInstanceName контроллера ParamSweep определяет контроллер анализа (указывается имя контроллера, в примере – это DC1), он задается на закладке Simulations. В примере вторая изменяемая величина – значение переменной VBE. Результаты многовариантного анализа с двумя переменными приведены на рисунке 1.21.

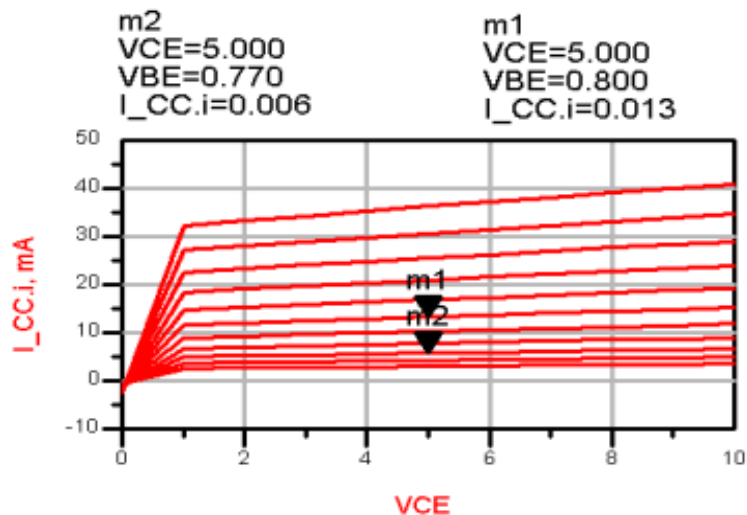


Рисунок 1.21 – Результаты моделирования

Значение первой изменяемой величины V_{CE} задается на оси абсцисс, вторая переменная V_{BE} определяет семейство характеристик, каждому значению V_{BE} соответствует одна характеристика. Маркеры на рисунке 1.21 соответствуют одному значению V_{CE} и различным значениям V_{BE} .

1.8 Проектирование согласующих цепей с помощью диаграммы Вольперта-Смита

Цель работы – выполнить разработку RLC схемы для согласования двух устройств с разными импедансами.

Одной из важнейших задач при проектировании высокочастотных трактов, в особенности усилителей мощности, является обеспечение оптимального согласования импедансов (полных сопротивлений) между каскадами усилителя, а также между его выходным каскадом и нагрузкой, в качестве которой обычно выступает антенно-фидерное устройство или последующий тракт обработки сигнала. Необходимость такого согласования обусловлена тремя ключевыми факторами. Во-первых, только при условии равенства выходного сопротивления усилителя и комплексно-сопряжённого значения сопротивления нагрузки достигается максимальная передача активной мощности от источника к нагрузке, что критически важно для обеспечения высокого коэффициента полезного действия усилительного каскада. Во-вторых, рассогласование импедансов неизбежно приводит к возникновению отражённых волн, что не только снижает энергию сигнала, доставляемую до потребителя, но и может вызывать перегрев выходного транзистора, появление паразитных колебаний и нелинейные искажения, а также ухудшает коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) всего тракта. В-третьих, современные усилители мощности работают в достаточно широкой полосе частот, в пределах которой комплексное сопротивление активного элемента и нагрузки изменяется, поэтому согласующая цепь должна обеспечивать приемлемый уровень отражений во всём рабочем диапазоне, что делает задачу проектирования нетривиальной и требующей применения специальных инструментов. Для решения этой задачи в среде автоматизированного проектирования СВЧ-устройств, например в ПО ADS используется интерактивный инструмент «Диаграмма Смита», который представляет собой графический метод расчёта цепей с распределёнными и сосредоточенными параметрами.

Порядок выполнения работы:

Для разработки цепей согласования необходимо воспользоваться ПО ADS, в нем представлен широкий выбор инструментов для проектирования согласующих цепей, и разработчики могут воспользоваться любым из перечисленных ниже вариантов:

1. Инструменты → Диаграмма Смита: этот режим позволяет пользователям выполнять проектирование согласующих цепей на основе сосредоточенных элементов и линий передачи с помощью интерактивного инструмента «Диаграмма Смита».

2. Инструменты → Синтез согласования импедансов: это интеллектуальный компонентный синтез согласующей цепи, который также позволяет пользователям выполнять широкополосное согласование с использованием топологий фильтров нижних частот, верхних частот или полосовых фильтров. По умолчанию синтезированная цепь всегда состоит из сосредоточенных (дискретных) элементов, и с помощью преобразования «сосредоточенные элементы → линии передачи» можно перевести дискретные компоненты в эквивалентные отрезки линий передачи.

3. DesignGuide → Пассивные схемы: это руководство по проектированию позволяет выполнять синтез согласующих цепей на основе линий передачи с одной или двумя параллельными (шлейфовыми) заглушками (односторонними или двусторонними шлейфами)

Проектирование выходной согласующей цепи. в данном случае, применительно к согласующей цепи нашего усилителя мощности, необходимо использовать инструмент «Диаграмма Смита» в ADS, который обеспечивает более гибкое управление процессом проектирования согласования импедансов.

1. Нажмите Инструменты → Диаграмма Смита, чтобы открылось всплывающее окно с диаграммой Смита.

2. Нажмите на значок палитры «Smart Component Palette», чтобы отобразить компонент «Диаграмма Смита» в палитре принципиальной схемы, как показано на рисунке 1.22.

3. Разместите компонент «Диаграмма Смита» на принципиальной схеме и выберите этот компонент из раскрывающегося списка в инструменте «Диаграмма Смита». Снимите флажок с опции «Нормировка».

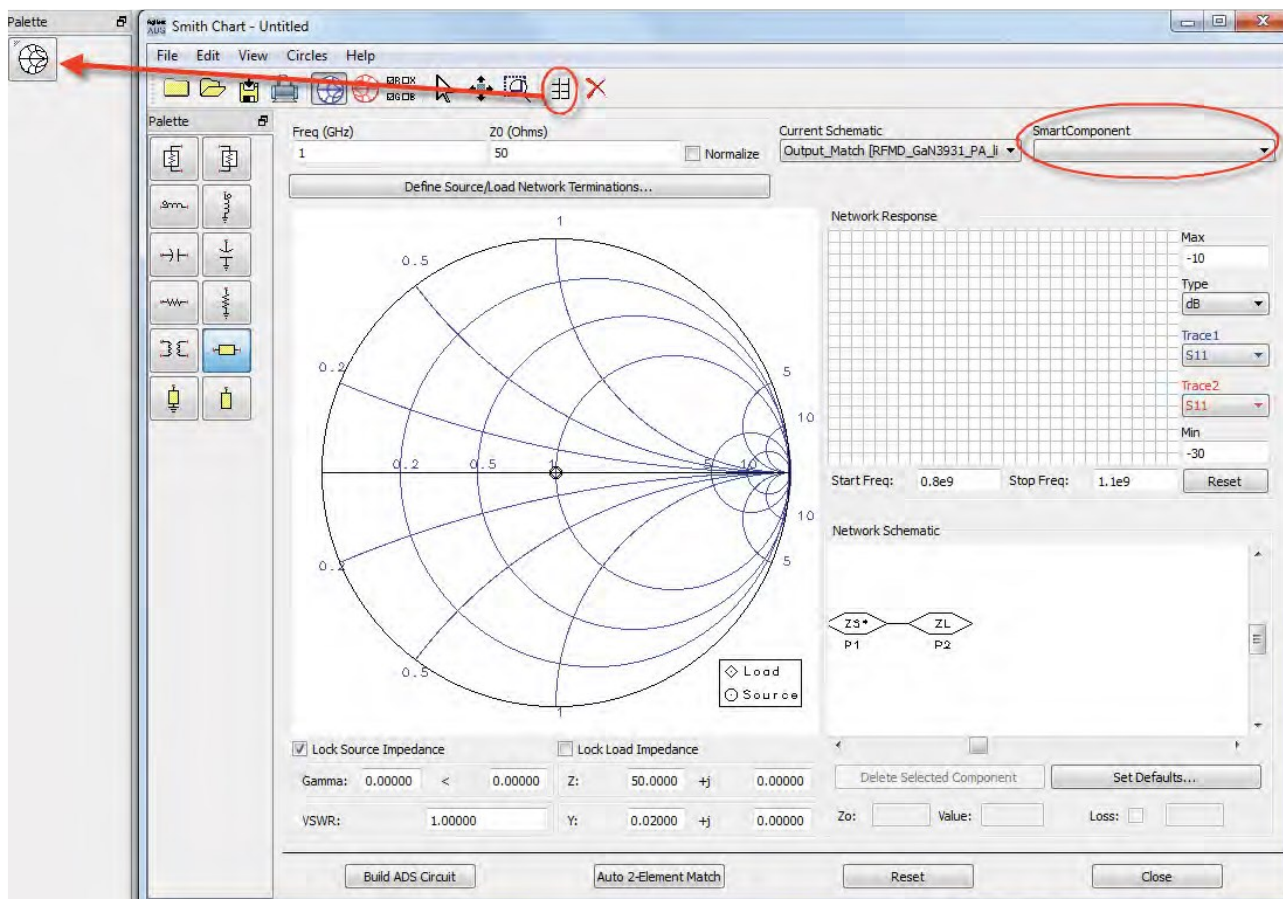


Рисунок 1.22 – Окно Smart Component

4. Нажмите на ZS^* на схеме цепи (Network Schematic) и нажмите «Зафиксировать сопротивление источника». Выберите ZL и введите значение $Z = 7,835 - j 7,56$ (Ом), полученное по результатам нашего финального Load Pull-моделирования. После того как точка ZL сместится к требуемому значению импеданса, нажмите «Зафиксировать сопротивление нагрузки», чтобы случайно не сдвинуть эту точку. После выполнения всех действий результат должен выглядеть как показано на рисунке 1.23.

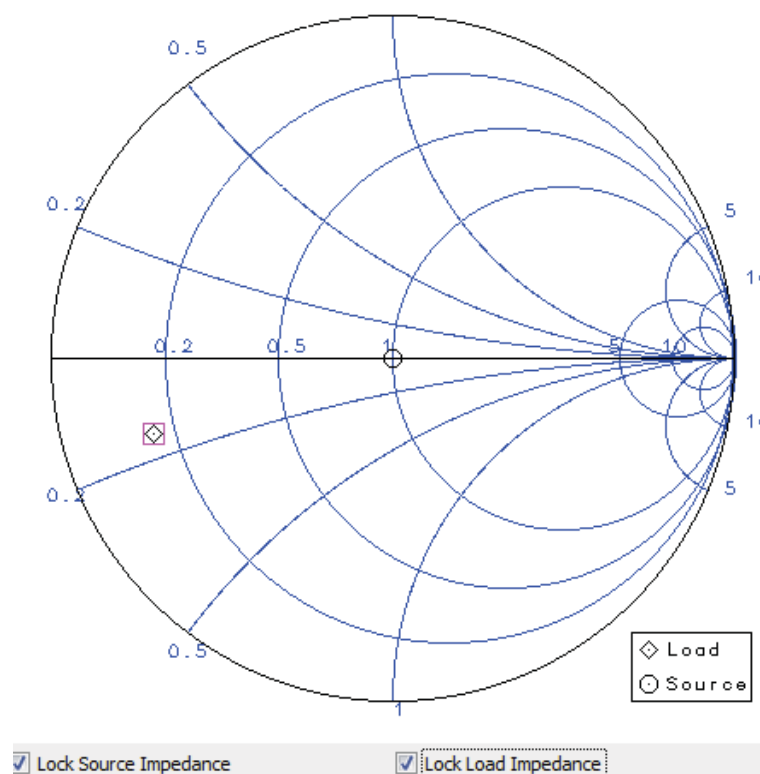


Рисунок 1.23 – Диаграмма Вольперта-Смита

5. Теперь мы готовы приступить к согласованию импедансов, используя для этого либо дискретные элементы L и C (катушки индуктивности и конденсаторы), либо линии передачи, доступные в списке компонентов.

5.1 Выберите инструмент «Последовательная линия передачи» и наведите указатель мыши на диаграмму Смита – вы увидите, как рабочая точка на диаграмме перемещается вслед за курсором в верхнем направлении, что соответствует включению последовательной индуктивности; при этом значение электрической длины линии передачи отображается в верхнем левом углу диаграммы. Щёлкните мышью, как только значение достигнет приблизительно 16,1 градуса как показано на рисунке 1.24.

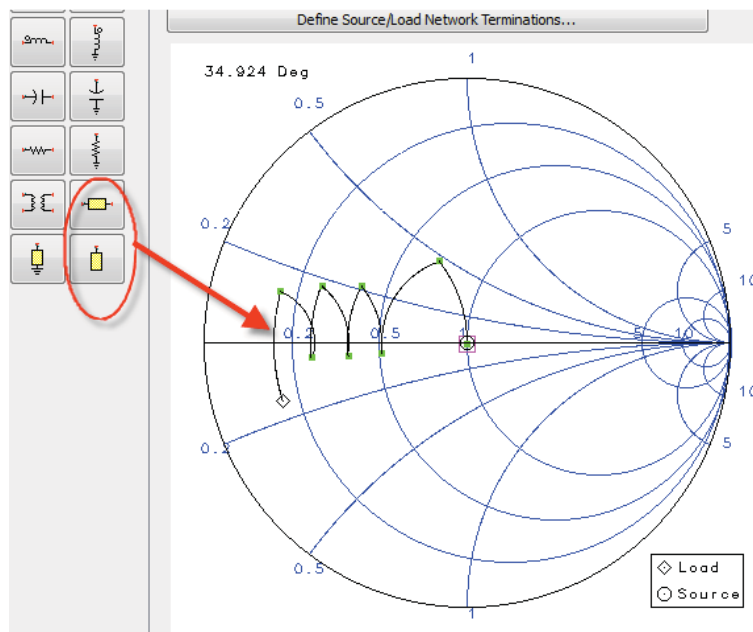


Рисунок 1.24 – Процесс согласования импедансов на диаграмме Вольперта-Смита

5.2 Выберите инструмент «Разомкнутый шлейф» теперь рабочая точка на диаграмме должна начать смещаться вниз, что соответствует включению параллельной ёмкости. Щёлкните левой кнопкой мыши, когда значение электрической длины шлейфа станет близким к 75 градусам.

5.3 Повторите процедуру добавления последовательной линии передачи и разомкнутого шлейфа ещё n -раз для достижения необходимых значений электрической длины, при этом старайтесь свести кривую в точку импеданса 50 Ом как можно точнее.

5.4 Итоговое изображение на экране будет примерно, как показано на рисунке 1.24. Вы имеет возможность выбирать необходимое количество звеньев в согласующей цепи, прокладывая более протяжённые траектории на диаграмме Смита. Однако при увеличении числа секций возникает проблема сужения рабочей полосы частот, а также повышается чувствительность цепи к технологическим отклонениям параметров элементов. Это напрямую связано с фундаментальным понятием добротности. Для оценки этих эффектов в инструменте «Диаграмма Смита» предусмотрена возможность построения Q-окружностей, которая активируется через меню Circles $\rightarrow$ Q.

5.5 Увеличение числа секций согласующей цепи приводит к росту занимаемой площади на печатной плате, поэтому при проектировании необходимо находить разумный компромисс между габаритами устройства и количеством звеньев в цепи. Альтернативным способом сокращения физических размеров согласующей цепи является увеличение волнового сопротивления последовательных линий передачи либо уменьшение волнового сопротивления параллельных шлейфов, что позволяет усилить индуктивный или ёмкостной эффект распределённых элементов соответственно.

5.6 По завершении проектирования согласующей цепи мы получаем расчётные параметры идеальных линий передачи, а именно волновое сопротивление и электрическую длину для каждого элемента согласующей цепи. Для перехода от электрических параметров к физическим размерам (геометрической ширине и длине линий) используется встроенный в ADS инструмент LineCalc, который позволяет выполнить пересчёт с учётом параметров диэлектрического материала, выбранного для изготовления печатной платы.

5.7 Следует иметь в виду, что значения сопротивлений источника и нагрузки, которые мы использовали в инструменте «Диаграмма Смита», являются взаимно обратными по отношению к реальной схеме: мы задали сопротивление источника равным 50 Ом, а

сопротивление нагрузки — $7,8 - j \cdot 7,5$ Ом. Следовательно, при включении полученной согласующей цепи совместно с активным элементом (транзистором) её необходимо «зеркально перевернуть», чтобы в реальной схеме сопротивление источника составляло $7,8 - j \cdot 7,5$ Ом, а сопротивление нагрузки было равно 50 Ом, что соответствует действительным требованиям к проектированию выходной цепи усилителя мощности.

1.9 Резистивные цепи согласования для разветвленных и дифференциальных сигнальных линий передачи

Цель работы – выполнить расчет схем согласования для разветвленной сигнальной и для симметричной двухпроводной связанной линии передачи.

В симметричной двухпроводной связанной линии передачи, используемой для соединения дифференциальных интерфейсов, способны одновременно распространяться синфазные и дифференциальные компоненты сигнала. Как правило, если импеданс отдельно взятого проводника $Z_0 = 50$ Ом, тогда $Z_{\text{диф}} = 2 Z_0 = 100$ Ом, а $Z_{\text{синф}} = Z_0 \parallel Z_0 = \frac{1}{2} Z_0 = 25$ Ом. Это связано с тем, что в дифференциальном режиме распространения токи направлены на встречу друг другу, а в синфазном – они сонаправлены. Когда линия передачи симметрична, нечетная мода (odd) идентична дифференциальному режиму распространения, а четная мода (even) синфазному (рисунок 1.25). Эти значения используются для вычисления номиналов резистивных цепей согласования в дифференциальных интерфейсах.

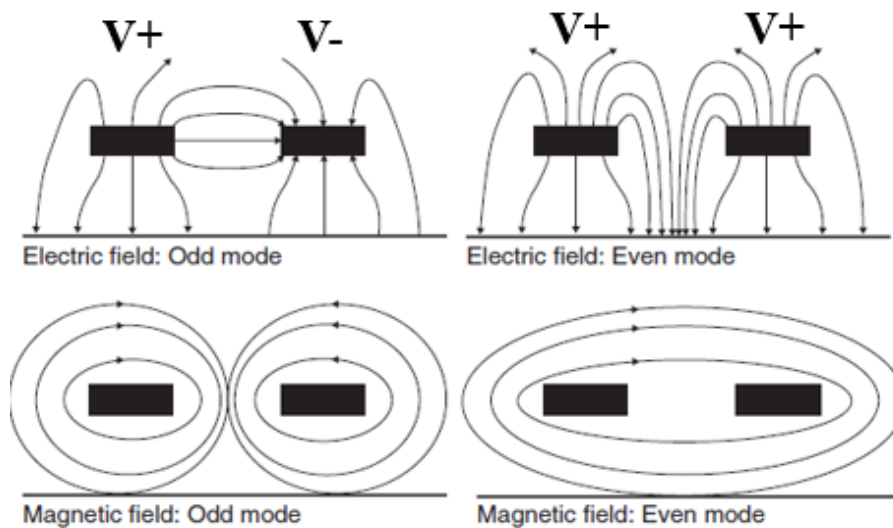


Рисунок 1.25 – Нечетная и четная моды

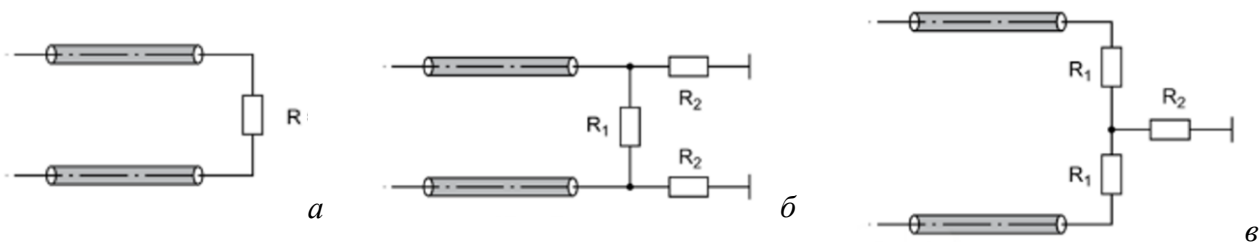


Рисунок 1.26 – Схемы согласования дифференциальных линий: без согласования синфазной составляющей (а), П-образная (б), Т-образная (в).

Формула для расчета номиналов компонентов без согласования синфазной составляющей:

$$R = Z_{\text{диф}} = Z_{\text{Odd}} \quad (1.46)$$

Формула для расчета номиналов компонентов резистивной П-образной цепи согласования:

$$R_1 = \frac{2Z_{Even} \cdot Z_{Odd}}{Z_{Even} - Z_{Odd}}, R_2 = Z_{Even} \quad (1.47)$$

Формула для расчета номиналов компонентов резистивной Т-образной цепи согласования:

$$R_1 = Z_{Odd}, R_2 = \frac{1}{2}(Z_{Even} - Z_{Odd}) \quad (1.48)$$

Даны импедансы четной и нечетной моды: импеданс четной моды $Z_{even}=50$ Ом, а импеданс нечетной – $Z_{odd}=100$ Ом. Необходимо вычислить номиналы сопротивлений схемы согласования для П – и Т – топологий.

Также бывают случаи, когда линия передачи, не являясь дифференциальной требует разветвления на n-отводов. В таких случаях также необходимо реализовывать требуемое согласование.

На рисунке 1.27 приведены три основных схемы разветвления сигнальной линии на N участков. Схема с короткой ЛП (рисунок 1.27а), до разветвления приводит к повышенной нагрузке на источник сигнала. Если участок до разветвления длинный, то необходимо увеличивать импеданс ветвей путем уменьшения её ширины. Если же использовать последовательную схему согласования, то образуется делитель напряжения и амплитуда сигнала на нагрузке уменьшается. Ее значение можно найти, умножив входное напряжение на «единицу, деленную на N-ветвей». Очевидно, что каждая из схем не лишена недостатков, поэтому топологию с ветвлением рекомендуется применяться, когда использование топологии с основной сигнальной линией и короткими ответвлениями от неё невозможно.

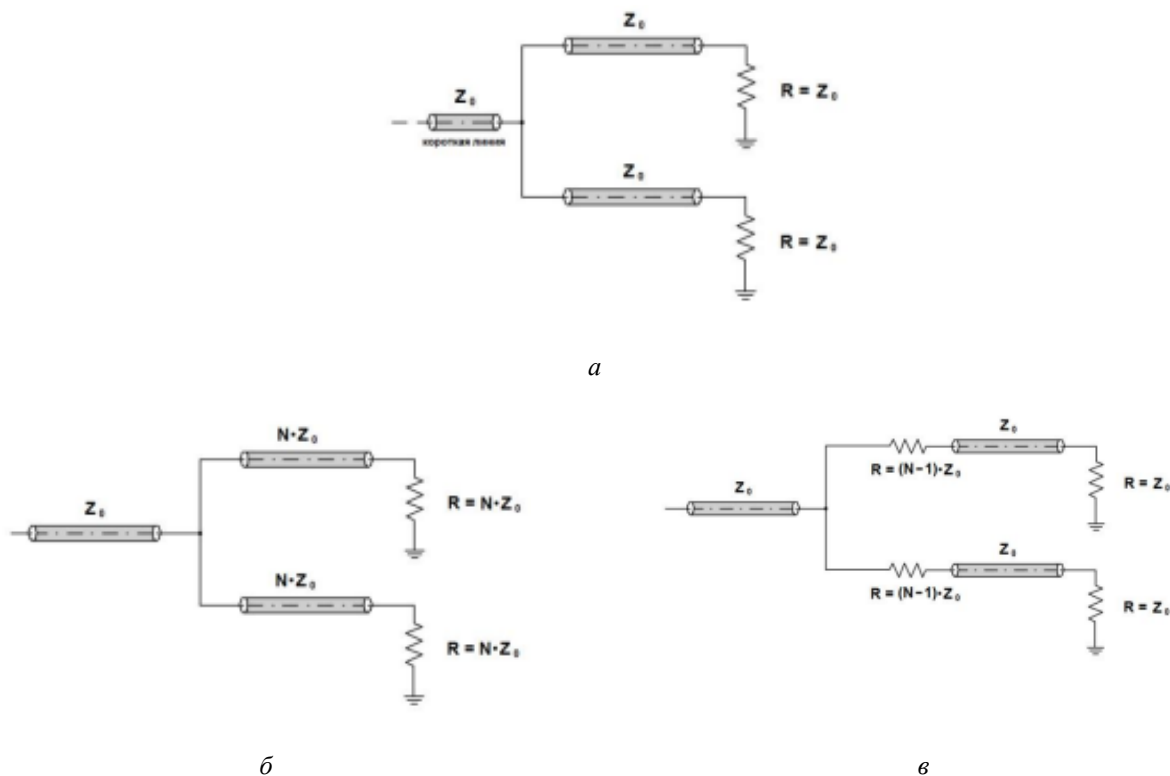


Рисунок 1.27 – Схема согласования при разветвлении линии передачи

2. ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАНЯТИЯ

В данном разделе представлены 3 лабораторных работы по дисциплине «Микроэлектроника сверхвысоких частот».

2.1 Исследование характеристик микроволновых фильтров

2.1.1 Краткие теоретические сведения

Цель работы – изучение теории СВЧ фильтров. Знакомство с основными параметрами и методами их измерения. Изучение приборов и техники измерений.

Основные сведения о приборе. Прибор Р2М построен по архитектуре виртуальных приборов и включает в себя аппаратную и программную части. Аппаратная часть выполняет набор базовых функций, определяющих режимы измерений. Программная часть обеспечивает реализацию выбранного пользователем режима измерений, управление и вывод результатов измерений с помощью программного обеспечения (ПО) Graphit.

Структурная схема прибора Р2М приведена на рисунке 2.1

Прибор Р2М состоит из следующих частей:

- а) блок сбора данных и управления (БСДУ);
- б) модуль аналого-цифрового преобразователя (АЦП);
- в) синтезатор частот;
- г) формирователь;
- д) блок автоматической регулировки мощности (АРМ);
- е) ступенчатый аттенюатор;
- ж) персональный компьютер (ПК).

БСДУ подключается к ПК через интерфейс Ethernet и предназначен для сбора данных о текущем состоянии блоков Р2М (частота, мощность, положение переключателей, настройки фильтров и т.д.) и управления этими блоками в зависимости от их текущего состояния. Синтезатор частот предназначен для формирования сигналов низкочастотного диапазона.

Формирователь предназначен для формирования высокочастотного диапазона путём различных преобразований (сложений и умножений) сигналов синтезатора частот.

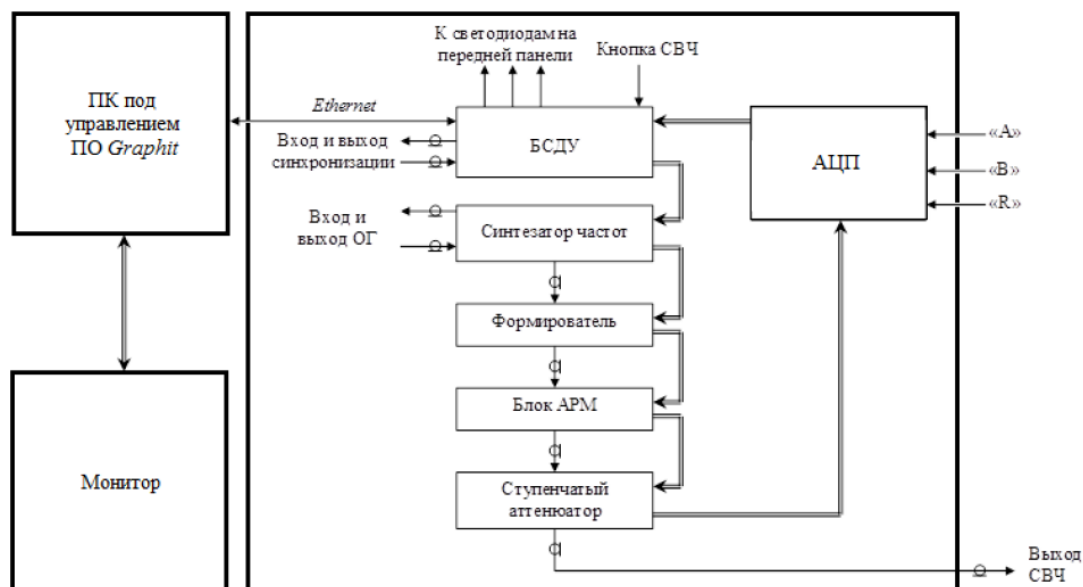
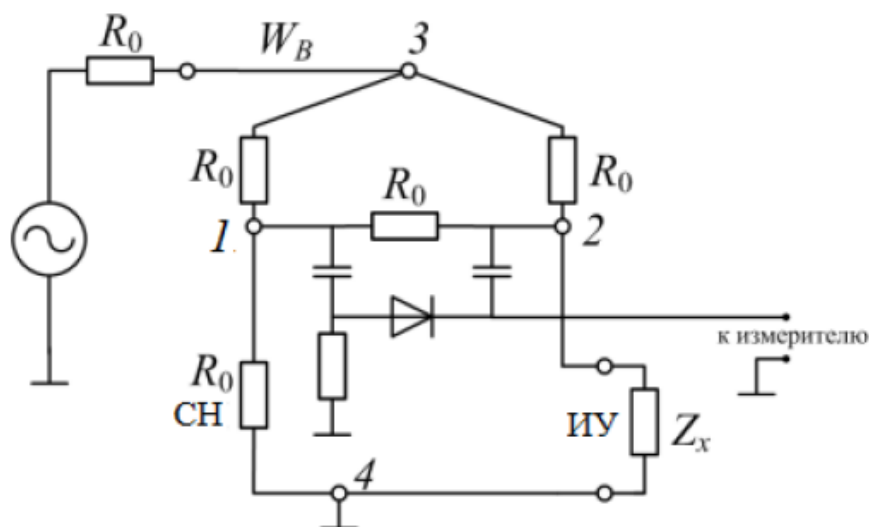


Рисунок 2.1 – Структурная схема Р2М

Сформированный высокочастотный сигнал, стабилизированный системами фазовой автоподстройки частоты и автоматической регулировки мощности, после прохождения радиоизмерительного тракта и преобразования с помощью детектора или датчика КСВ в информационный низкочастотный сигнал, пропорциональный измеряемой величине, подаётся на входы Р2М (рисунок 2.2).

Принципиальная схема датчика КСВ приведена на рисунке 2.3. Физически датчик КСВ объединяет в себе такие устройства, как мост с высокой направленностью, основной частью которого является делитель, находящийся между точками 1,2 и 3, высокочувствительный детектор и согласованную нагрузку (СН).



35

При подключении к мосту в точках 2 и 4 измеряемого объекта с импедансом $Z_x \neq R_0$ в диагонали моста формируется сигнал, пропорциональный коэффициенту отражения. Формирование сигнала происходит за счёт сравнения сигнала, отражённого от внутренней эталонной нагрузки, с сигналом, отражённым от исследуемого объекта. При этом сопротивления, включённые между точками 1–3 и 3–2, должны быть идентичны и равны $W_B = R_0$.

Сформированный сигнал детектируется на встроенном в диагональ моста амплитудном детекторе и для дальнейшей обработки поступает на вход измерителя Р2М. Абсолютная величина напряжения этого сигнала пропорциональна модулю коэффициента отражения исследуемого устройства.

На задней панели Р2М размещены разъёмы входа и выхода опорного генератора (ОГ). Вход ОГ предназначен для синхронизации частоты внутреннего опорного генератора от внешнего источника. Выход ОГ используется для синхронизации по частоте других устройств или контроля сигнала внутреннего опорного генератора.

Фильтры СВЧ. Фильтром СВЧ называется четырехполосник с заданным законом изменения коэффициента передачи S_{21} или затухания L , дБ от частоты. Затухание связано с коэффициентом передачи следующей формулой

$$L = 10 \cdot \left(\frac{1}{|S_{21}|^2} \right). \quad (2.1)$$

По своему назначению фильтры подразделяются на фильтры: нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосо-пропускающие (ППФ) и полосо-заграждающие (ПЗФ). Типичные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) фильтров показаны на рисунке 2.4.

На рис.2.4 по горизонтальным осям отложена круговая частота ω , а по вертикальным – коэффициент передачи H . Фильтр характеризуется полосой пропускания, в которой коэффициент передачи должен превышать требуемое значение (0,5 на рисунке 2.4).

Для снижения потерь в полосе пропускания фильтры СВЧ реализуются, как правило, на реактивных элементах. Поэтому эквивалентные четырехполосники относятся к классу недиссипативных и взаимных. Отсюда следует известное соотношение, связывающее коэффициент отражения S_{11} и коэффициент передачи S_{21} фильтра СВЧ, которое называют законом сохранения энергии

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1. \quad (2.2)$$

из которого можно понять, что идеальный фильтр СВЧ в полосе пропускания будет согласован с трактом, то есть $S_{21}=1$, а в полосе заграждения волна на входе фильтра СВЧ полностью отражается, то есть $S_{21}=0$.

Процедура расчета фильтра СВЧ довольно сложна и для ее упрощения при инженерных расчетах пользуются таблицами значений элементов «фильтров-прототипов» (ФП).

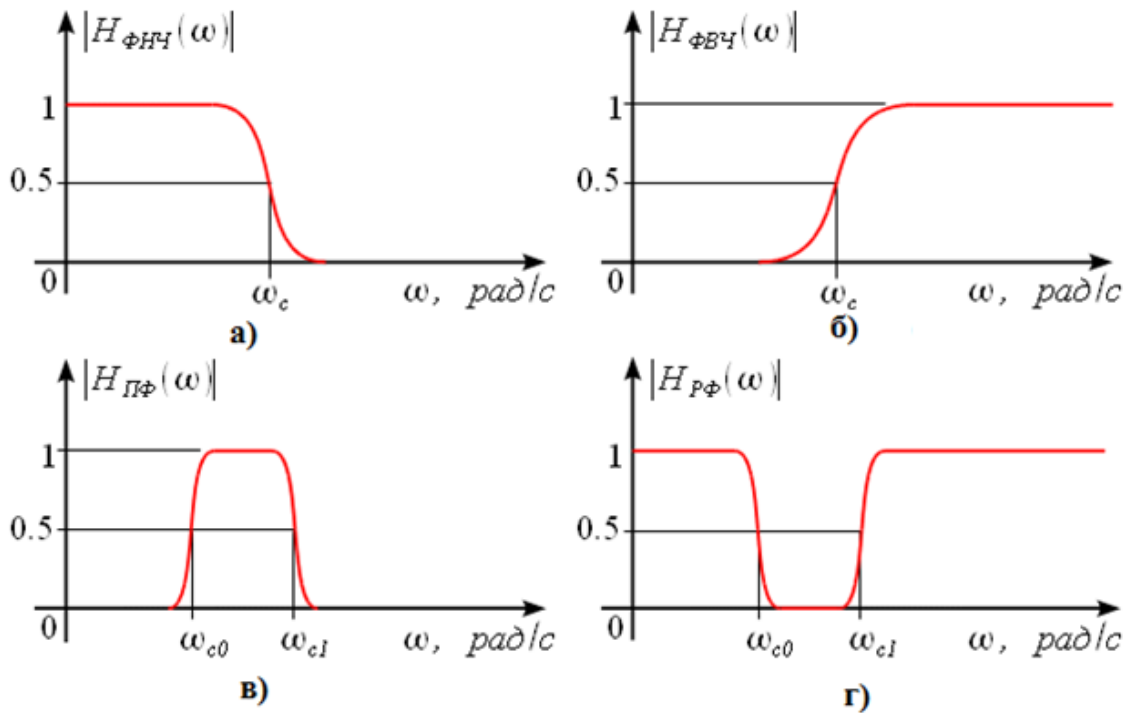
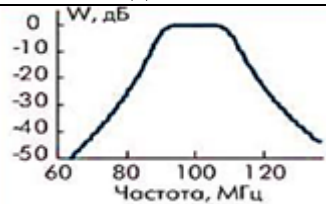
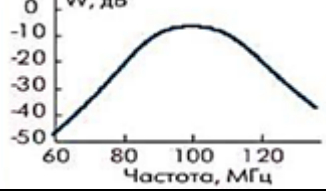
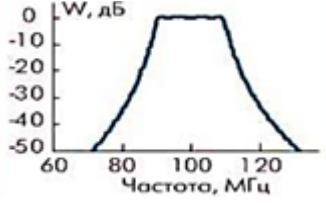
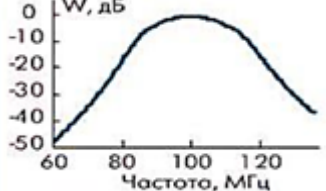
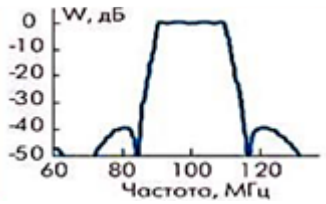


Рисунок 2.4 – Амплитудно-частотные характеристики фильтров: а-ФНЧ, б-ФВЧ, в-ППФ, г-ПЗФ

Фильтр-прототип – это ФНЧ в виде цепочки из индуктивных и емкостных элементов, с нормированной частотой $\Omega_1=1$ и рассчитанный на подключение к цепям с единичными выходными и входными сопротивлениями (вводится нормировка элементов ФП на волновое сопротивление подводящей линии).

В СВЧ технике применяют несколько видов частотных характеристик фильтров, представленных в таблице 2.1. Наиболее распространенные виды характеристик – максимально плоская АЧХ (Баттерворта) и равномерно - колебательная АЧХ (Чебышева). В ряде случаев используют эллиптическую характеристику фильтра Кауэра, которая отличается повышенным ослаблением на отдельных частотах в полосе заграждения.

Таблица 2.1 – Типы и характеристики частотных фильтров

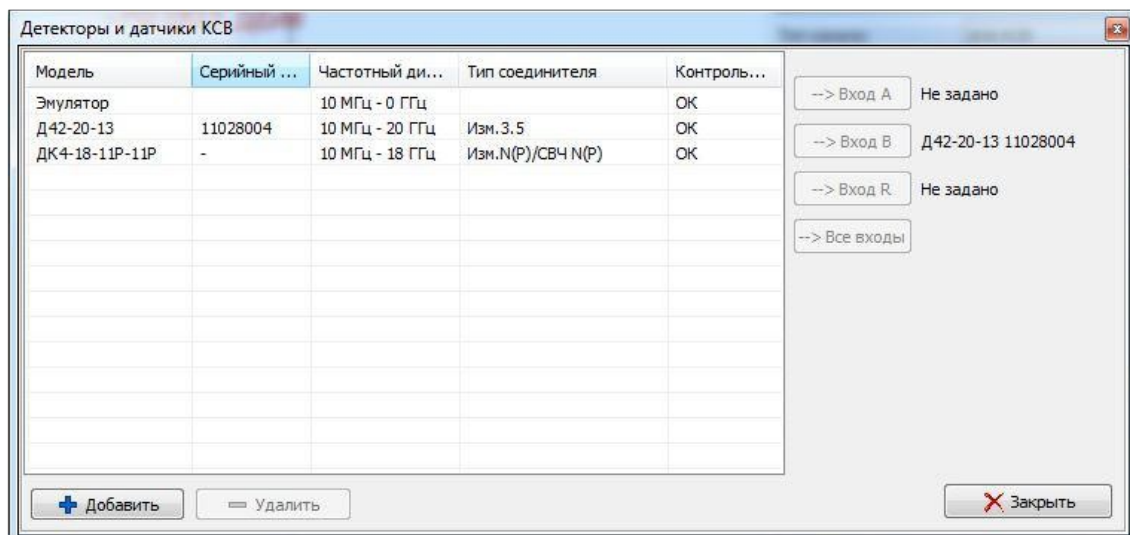
Тип фильтра	Особенности	Вид АЧХ
Баттерворта	Монотонная и наиболее плоская АЧХ; монотонная ФЧХ во всей полосе частот при высокой избирательности; большая неравномерность ГВЗ	
Бесселя	Монотонная АЧХ при низкой избирательности; гладкая ФЧХ; наименьшее изменение ГВЗ в полосе пропускания	
Чебышева-1	Равноволновые пульсации АЧХ в полосе пропускания, монотонное изменение АЧХ в полосе заграждения; гладкая ФЧХ; значительная неравномерность ГВЗ	
Линейная ФЧХ	Гладкая АЧХ при невысокой избирательности; высокая линейность ФЧХ в полосе пропускания; небольшие пульсации ГВЗ	
Эллиптический (фильтр Кауэра, SELF)	Задаваемые уровни равноволновых пульсаций АЧХ в полосах пропускания и заграждения; значительные нелинейность ФЧХ и неравномерность ГВЗ	

Фильтры с максимально плоской характеристикой используют в случае, когда требования к ослаблению в полосе запираания не слишком велики, а к качеству фильтра в полосе пропускания (потери, равномерность АЧХ и ФЧХ) – достаточно жесткие. Равноволновая характеристика Чебышева позволяет получить лучшее ослабление в полосе запираания и более крутой наклон АЧХ.

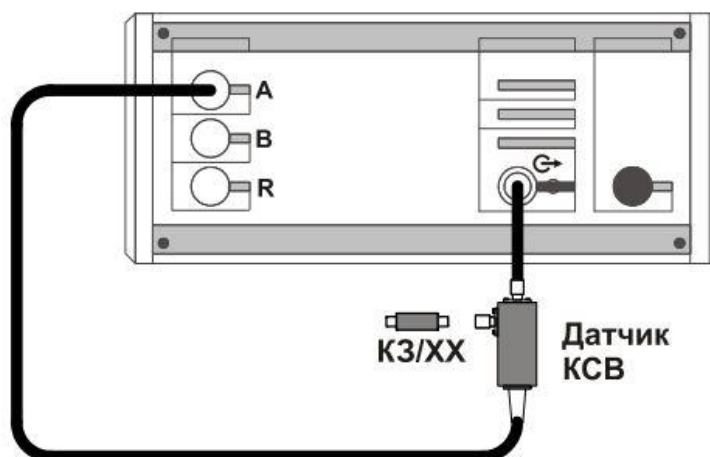
2.1.2 Задание и указания к выполнению работы

1. Включите скалярный анализатор цепей P2M-18 и дать ему немного прогреться. Запустите на ПК загрузку сервисной программы «Graphit P2M». Установите полный диапазон частот 10 МГц – 20 ГГц.

2. Подгрузите характеристики детектора и датчика КСВ к порту, на котором будете производить измерения (Параметры → Детекторы и датчики КСВ). Если список характеристик пуст, то их необходимо добавить.

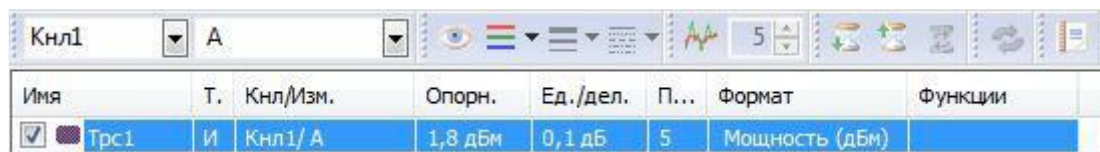


3. Необходимо провести калибровку прибора на измерения модуля коэффициента передачи. Для этого соберите схему как показано на рисунке ниже

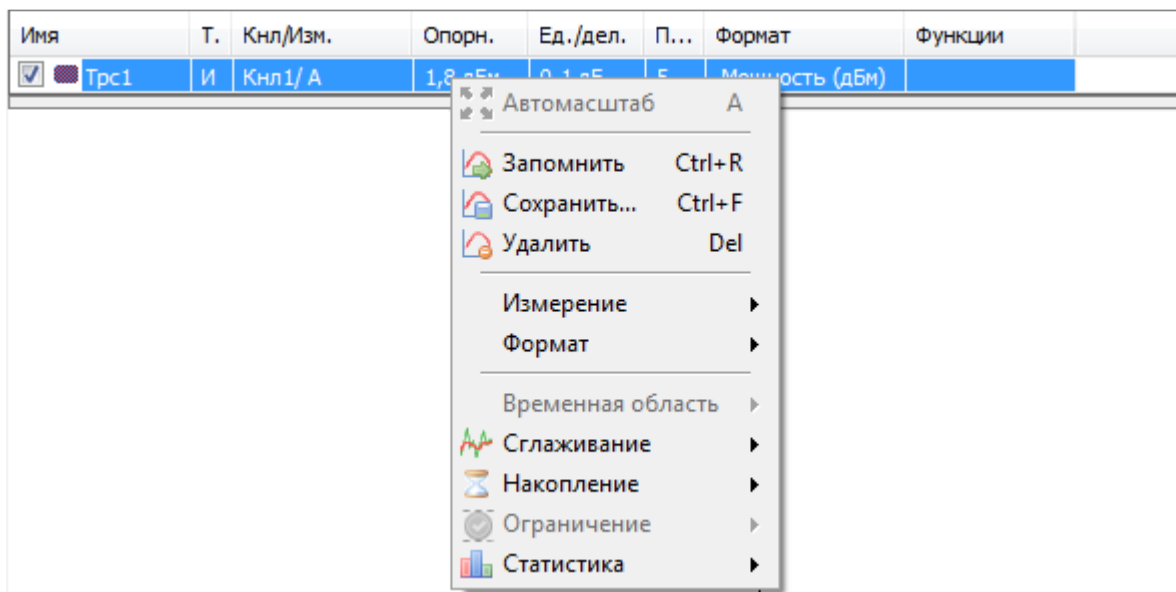


В программном обеспечении Graphit выберите Калибровка → Модуль КО и следуя инструкции поочередно накручивайте нагрузки XX и КЗ к измерительному порту датчика КСВ (вход «Изм»).

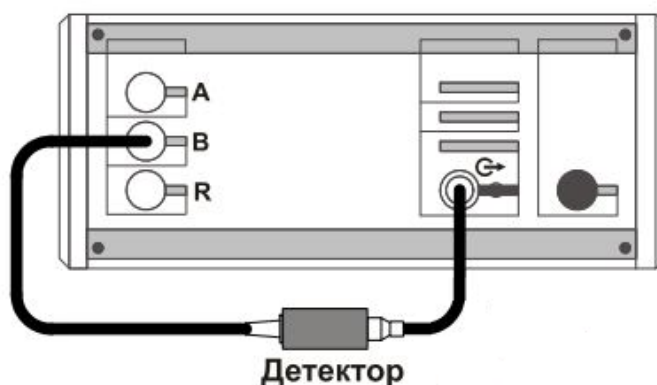
Примечание: перед калибровкой убедитесь, что в программе Graphit выбран нужный измерительный канал и к нему подгружена соответствующая характеристика датчика КСВ.



4. Подключите полученный преподавателем фильтр одним портом к датчику КСВ, а на второй согласованную нагрузку и запустите измерения. Запомните полученную трассу.



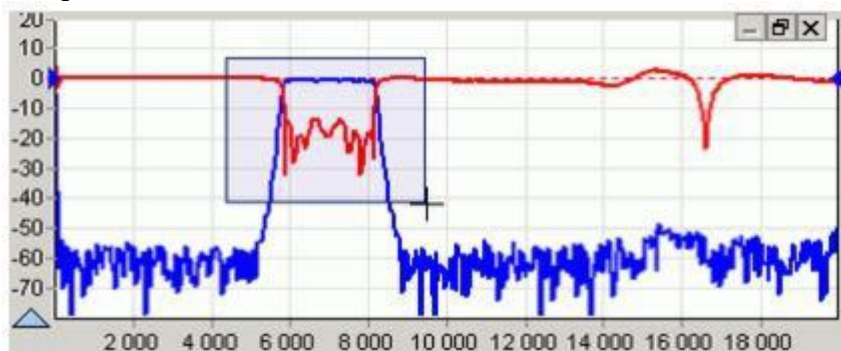
5. Проведите калибровку прибора на измерения модуля коэффициента передачи. Для этого соберите схему ниже, а в программном обеспечении Graphit выбрать Калибровка → Модуль КП.



Примечание: перед калибровкой убедитесь, что в программе Graphit выбран нужный измерительный канал и к нему подгружена соответствующая характеристика детектора.

6. Выход генератора P2M соедините с входом исследуемого фильтра, а на выход подкрутить детектор. Запустить измерение и запомнить полученную трассу.

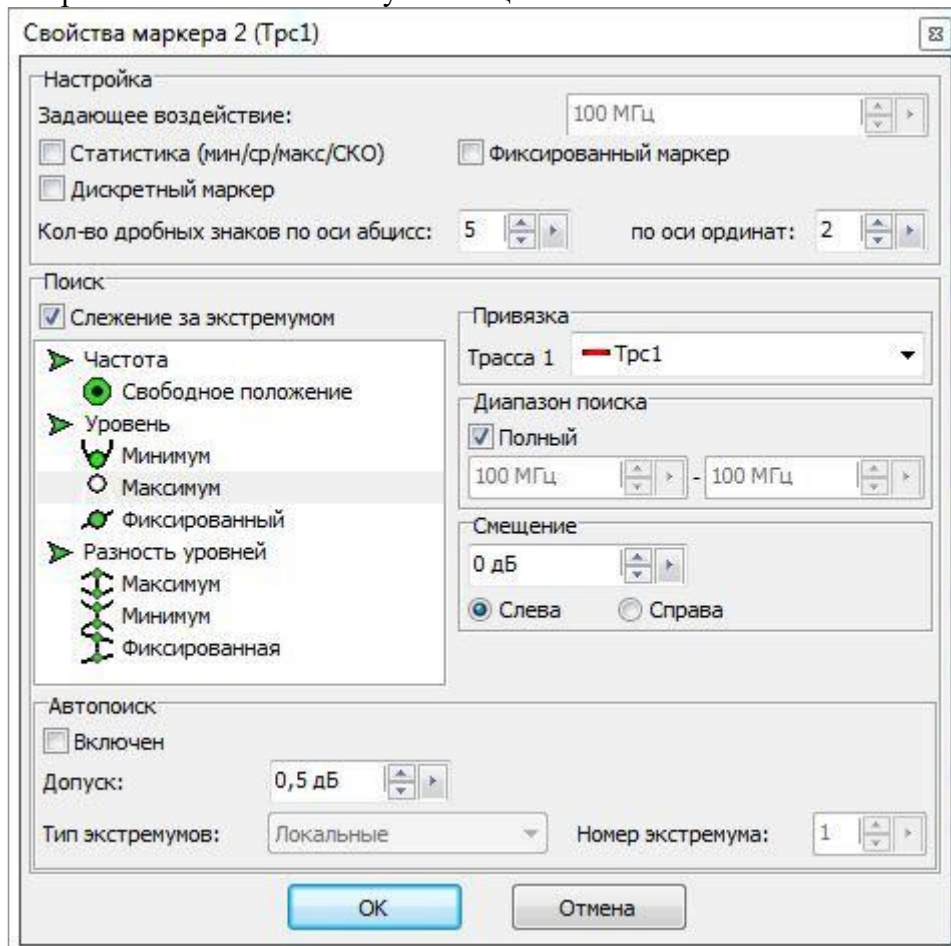
7. Измените частотный диапазон так, чтобы было хорошо видно КП и КО исследуемого фильтра



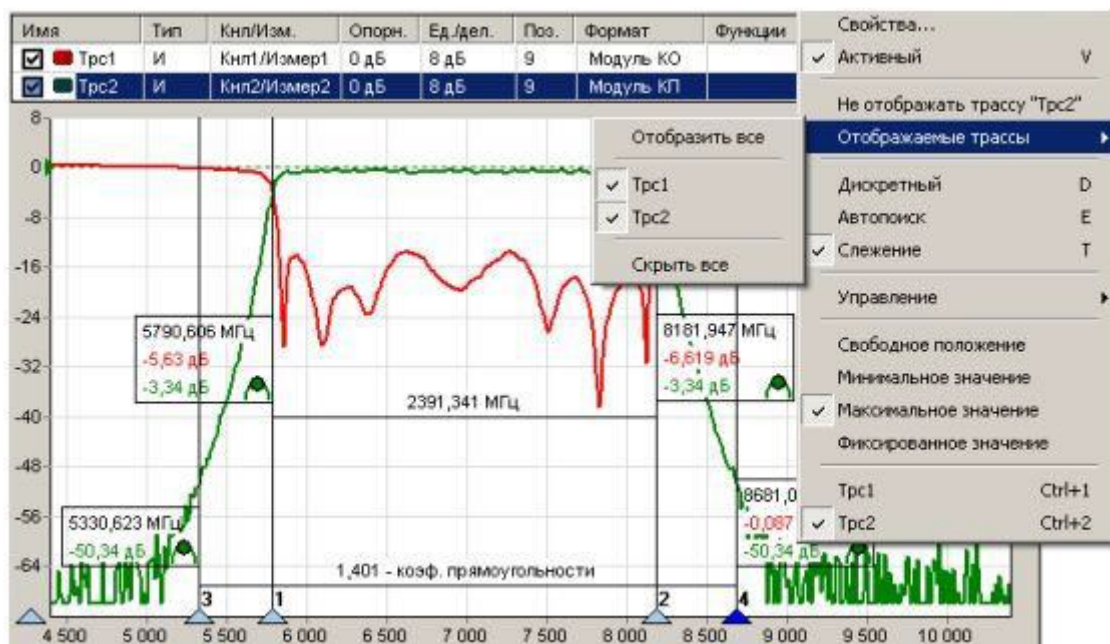
8. Для полосно-пропускающих фильтров посчитать коэффициент прямоугольности по формуле

$$K_{\text{прямоуг.}} = \frac{\Delta f_{-50\text{дБ}}}{\Delta f_{-3\text{дБ}}} \quad (2.3)$$

Для определения полосы пропускания по уровню -3 дБ и -50 дБ воспользуйтесь маркерами. Для этого необходимо «взять мышкой» треугольник в левом нижнем углу диаграммы и переместить его в желаемую позицию. После чего зайти в свойства маркера:



Настроить маркер на отображение максимума и в графе «Смещение» задать необходимый уровень слева и справа.



Что бы создать связь между маркерами необходимо нажать левую кнопку «мыши» над значком, обозначающим тип маркера, перевести курсор к другому маркеру и отпустить кнопку «мыши». Отобразится горизонтальная черта как показано на рисунке выше.

Обработать полученные данные, построить графики в соответствии с требованиями оформления и отобразить в отчете с соответствующими комментариями, поясняющие принцип работы фильтра.

2.1.3 Требования к оформлению отчёта

1. Отчёт должен быть оформлен в соответствии с общими требованиями и правилами ОС ТУСУР 01-2013 оформления отчётов.
2. В отчёте должно быть изложено:
 - цель работы;
 - краткое описание используемых в лабораторной работе инструментальных средств (состав, назначение, возможности);
 - полученные результаты с оформленными рисунками, для этого необходимо не забывать сохранять файлы всех исследуемых измерительных трасс для их дальнейшей обработки.
 - выводы по существу проделанной работы.

2.1.4 Вопросы для контроля

1. Поясните принцип работы детектора.
2. Для чего необходимо подгружать характеристики детекторов и датчика КСВ?
3. Назовите основные параметры фильтров и способы их измерения.
4. Как будет меняться результирующая АЧХ если последовательно включить несколько фильтров с разной частотой среза и уровнем потерь в полосе пропускания?
5. Дайте определение коэффициента прямоугольности. Формула расчета и пределы изменения.

2.2 Измерение характеристик направленных ответвителей

Цель работы – проведение измерений основных характеристик направленных ответвителей (НО) с использованием векторного анализатора цепей (ВАЦ) серии Р4М. Для лучшего усвоения и понимания работы в описании приведены краткие положения из теории НО.

2.2.1 Краткие теоретические сведения

Основные сведения о приборе.

Анализаторы цепей векторные Р4М предназначены для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения (S параметров) двухполусников и четырехполусников в коаксиальных волноводах с диаметрами поперечных сечений 7,0/3,04 мм и 3,5/1,52 мм с соединителями типов III, N, IX, 3,5 мм и SMA по ГОСТ РВ 51914.

Измеритель Р4М позволяет определять параметры устройств, работающих в линейном, нелинейном, а также в квазилинейном режимах, пассивных и активных устройств, частотно-постоянных и частотно-преобразующих устройств (постоянные и управляемые аттенюаторы, смесители, умножители частоты, модуляторы, отрезки линии передачи, резонаторы, ответвители, делители, фильтры, мосты, нагрузки, адаптеры, линии задержки, переключатели, усилители, генераторы и др.).

Область применения измерителя Р4М – производство и контроль ВЧ и СВЧ устройств и оборудования, исследование, настройка и испытания СВЧ узлов, используемых в радиоэлектронике, связи, приборостроении, измерительной технике и др. Прибор Р4М построен по архитектуре виртуальных приборов и включает в себя аппаратную и программную части. Аппаратная часть выполняет набор базовых функций, определяющих режимы измерений. Программная часть обеспечивает реализацию выбранного пользователем режима измерений, управление и вывод результатов измерений с помощью программного обеспечения (ПО) Graphit.

Группа приема сигнала состоит из четырех идентичных приемников – двух приёмников падающей мощности и двух отраженной.

В группу формирования сигнала входят два источника: синтезатор частот и гетеродин. Источники синхронизированы по частоте от одного опорного генератора. Синтезатор частот предназначен для формирования сигнала в диапазоне рабочих частот ВАЦ. Сигнал гетеродина, смещенный по частоте относительно основного на величину промежуточной частоты, необходим для преобразования (понижения) частоты.

Группа выделения сигналов предназначена для получения падающей и отраженной от исследуемого устройства волн. Для выделения волн используют направленные ответвители или мосты. Для выделения падающей волны также применяют делители мощности.

Устройство и работа прибора.

Измеритель Р4М состоит из следующих частей:

- а) синтезатор частот (СЧ);
- б) переключатель;
- в) две пары направленных ответвителей (НО);
- г) два опорных и два измерительных приемника.

Структурная схема измерителя Р4М приведена на рисунке 2.5.

Все блоки измерителя Р4М объединены схемой управления. Индикация и расчет результатов измерений выполняются на внешнем ПК.

Принцип измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения заключается в подаче на исследуемое устройство (ИУ) зондирующего гармонического сигнала заданной частоты, последующего измерения амплитуды и фазы прошедших и отраженных сигналов и сравнения их с амплитудой и фазой зондирующего сигнала.

Измеритель представляет собой четырехканальное устройство с двумя каналами измерений и двумя опорными каналами. Структура измерителя при зондировании в прямом и обратном направлениях симметричная (см. рис. 2.5).

Электронный ключ предназначен для измерения направления сигнала. При прямом зондировании сигнал подается на порт 1, проходит ИУ и попадает в порт 2. При обратном зондировании сигнал первоначально подается на порт 2. На рисунке 2.5 положение ключа соответствует случаю прямого зондирования. Применение режима двунаправленной развертки (последовательного переключения направления зондирования) позволяет измерить полную матрицу S -параметров ИУ.

ИУ подключается к измерительному порту 1 или к порту 2 (двухполусник), или одновременно к порту 1 и порту 2 (четыреполусник) при помощи измерительных переходов и кабельных сборок из комплекта поставки.

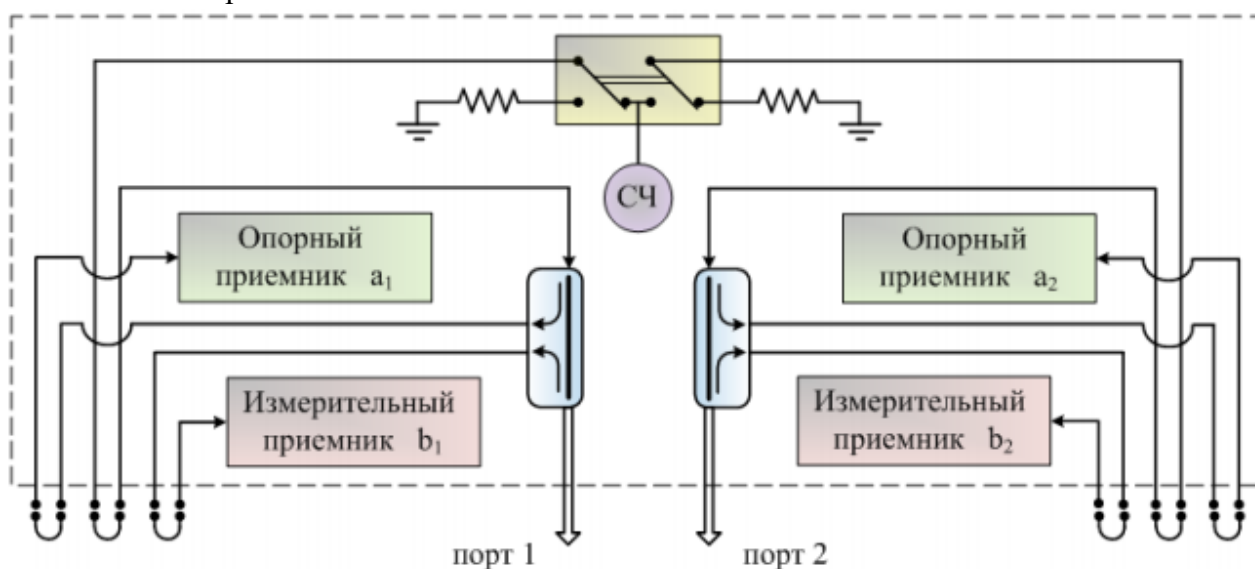


Рисунок 2.5 – Структурная схема Р4М

Полная двухпортовая калибровка.

Калибровка – процесс измерения параметров калибровочных мер с известными параметрами с целью вычисления систематических ошибок измерения и, в дальнейшем, уменьшения этих ошибок.

Систематические ошибки измерения – это ошибки, вызванные не идеальностью компонентов измерительной системы. Они повторяемы, их характеристики не изменяются со временем. Систематические ошибки можно вычислить, а затем уменьшить их величину путем введения поправок в результаты измерений математическим способом.

Модель двухпортового ВАЦ, состоящая из идеального анализатора и искажающих адаптеров, которые систематические ошибки, представлена на рисунках 2.6 и 2.7.

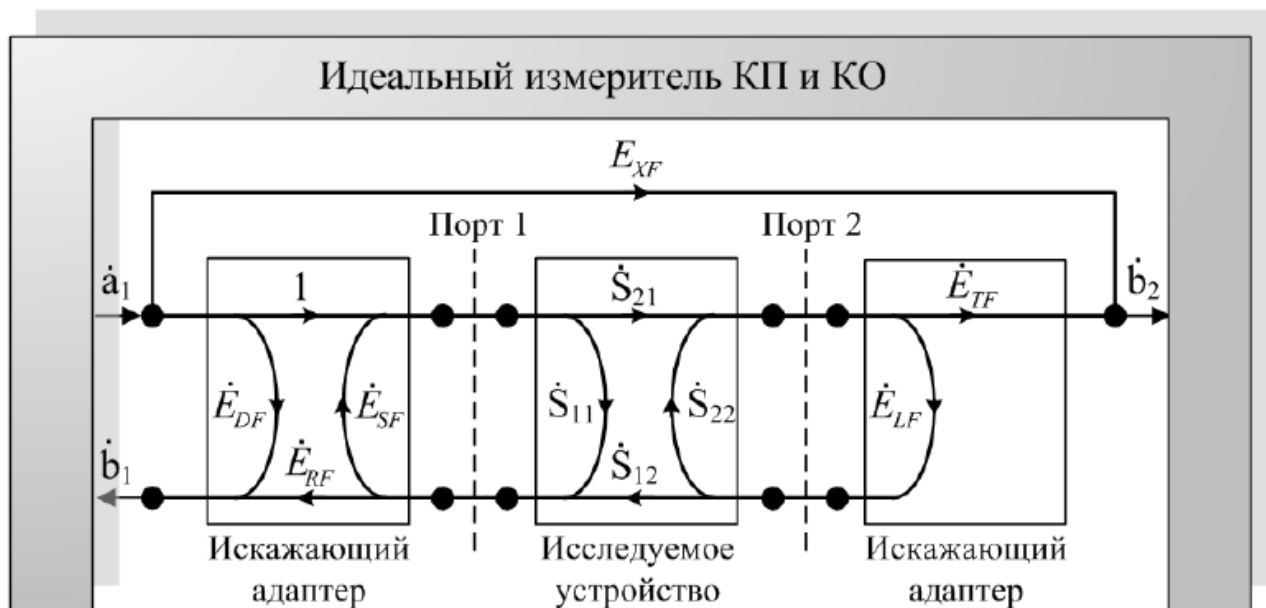


Рисунок 2.6 – Модель ВАЦ при прямом направлении сигнала

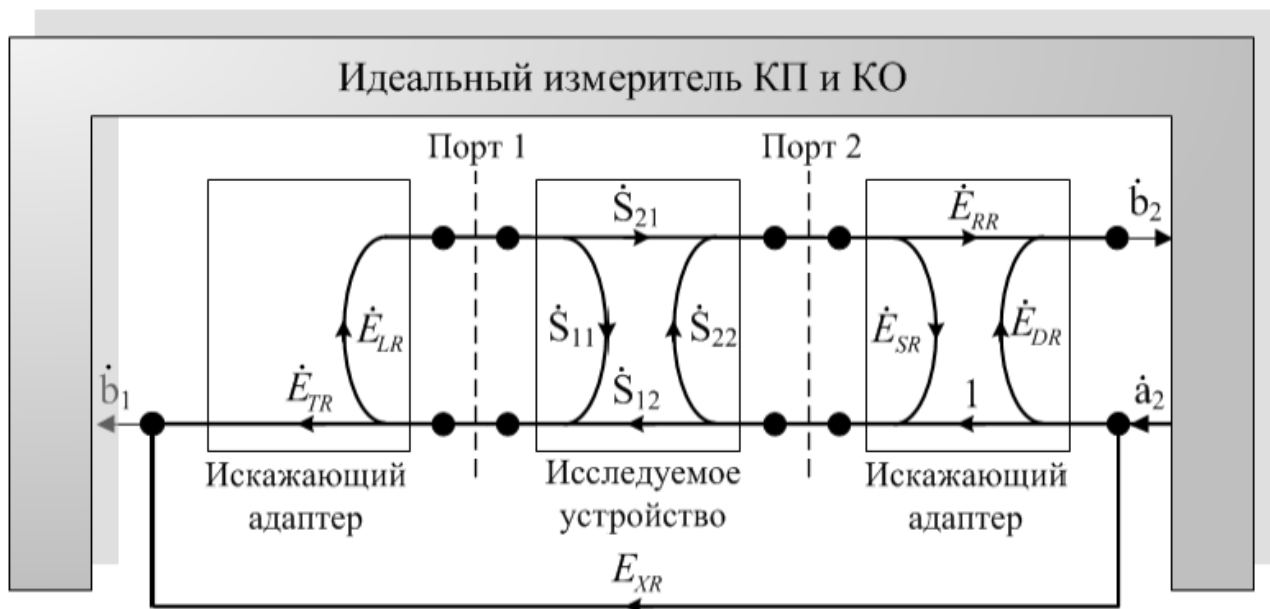


Рисунок 2.7 – Модель ВАЦ при обратном направлении сигнала

$\dot{E}_d$ (Направленность) – Относительный уровень паразитного сигнала, поступающий на вход приемников, при подключении идеальной согласованной нагрузки к измерительному порту;

(Согласование источника) – Относительный уровень отраженного сигнала, вызванный неидеальным согласованием измерительного порта в режиме источника;

(Согласование нагрузки) – Относительный уровень отраженного сигнала, вызванный неидеальным согласованием измерительного порта в режиме приемника;

(Трекинг отражения) – Ошибка характеризует отличие коэффициентов передачи двух основных цепей в тракте отражения: от устройства выделения сигналов до опорного и до измерительного приемников. Показывает неидентичность путей распространения опорного и отраженного сигналов;

(Трекинг передачи) – Ошибка характеризует отличие коэффициентов передачи двух основных цепей в тракте передачи: от устройства выделения сигналов до опорного и до измерительного приемников. Показывает неидентичность путей распространения опорного и прошедшего через тракт сигналов;

(Изоляция) – Относительный уровень паразитного сигнала, поступающий на вход приемников, при измерении коэффициента передачи;

S_{11} – комплексный коэффициент отражения входа исследуемого устройства;

S_{22} – комплексный коэффициент отражения выхода исследуемого устройства;

S_{21} – комплексный коэффициент передачи исследуемого устройства при прямом направлении сигнала;

S_{12} – комплексный коэффициент передачи исследуемого устройства при обратном направлении сигнала;

F и R – прямое и обратное направление сигнала.

Полная двухпортовая калибровка состоит из однопортовых калибровок для каждого порта, плюс подключение меры перемиčky. Однопортовая калибровка включает в себя три подключения мер: холостого хода (XX), короткого замыкания (КЗ) и согласованной нагрузки (СН). Схема полной двухпортовой калибровки приведена на рисунке 2.8.

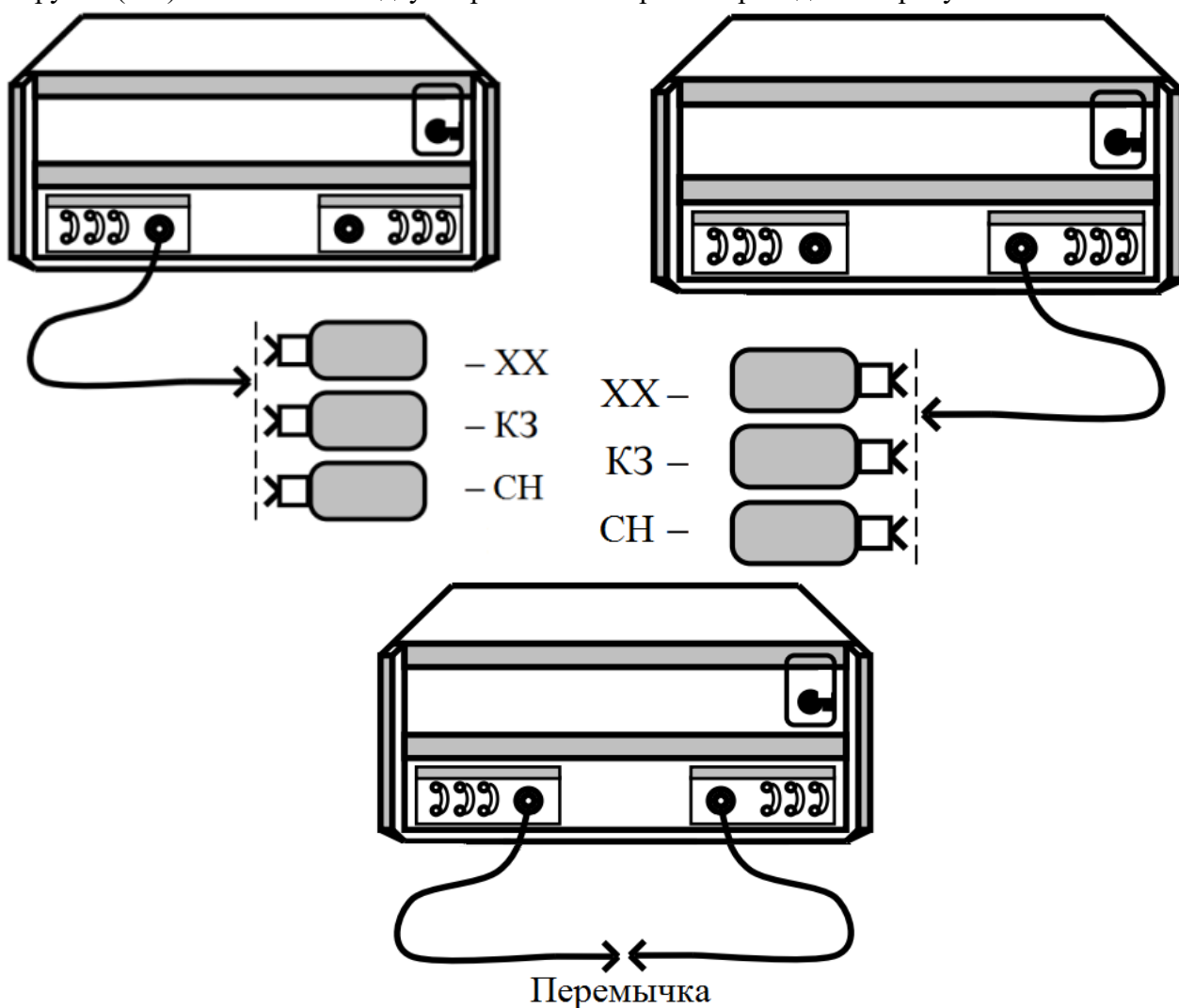


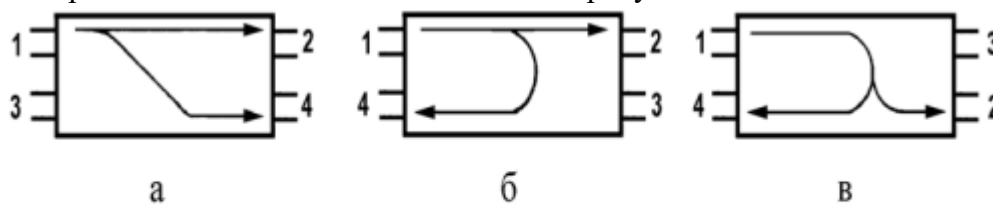
Рисунок 2.8 – Полная двухпортовая калибровка

Направленный ответвитель.

Направленный ответвитель (НО) — четырехпортовое устройство, состоящее из двух отрезков линии передачи, между которыми с помощью «элементов связи» или области связи осуществляется направленная передача электромагнитной энергии. Линия, из которой исходит энергия, называется основной или первичной; линия, в которую поступает энергия — дополнительной или вторичной.

Направление передачи энергии электромагнитной волны во вспомогательном канале зависит от направления передачи в основном канале. При изменении направления распространения волны в основном канале направление распространения ответвленной волны во вспомогательном канале также изменяется.

Виды направленных ответвителей показаны на рисунке 2.9.



а - сонаправленный, б - противонаправленный; в – противонаправленный с переходом энергии во вспомогательный канал

Рисунок 2.9 – Виды направленных ответвителей

Направленная передача энергии в НО возможна при полном согласовании всех его плеч. НО считается идеально направленным, если при возбуждении какого-либо из его плеч одно из трех оставшихся плеч остается невозбужденным. Такое плечо называется развязанным. В двух других плечах, называемых рабочими, входная мощность распределяется в соответствии с выбранной величиной связи между основным и вспомогательным каналами. В реальных конструкциях НО идеальное согласование не достигается, а это приводит к тому, что в теоретически развязанное плечо частично попадает мощность, поступающая на входное плечо НО.

НО являются наиболее распространенными устройствами техники СВЧ. Они используются в качестве элементов сложных устройств, например: фильтров, сумматоров и делителей мощности, смесителей, модуляторов, переключателей, фазовращателей и др. Кроме того, НО можно использовать как самостоятельные узлы при проведении различного рода измерений в СВЧ диапазоне: измерении больших и средних мощностей посредством измерителей малой мощности, измерении добротности резонаторов, контроле уровня проходящей и отраженной волн в линиях передачи, измерении коэффициента отражения в линии и т.д.

Основными характеристиками НО при условии подачи сигнала в плечо 1 и согласованных нагрузках в остальных плечах являются:

1. Переходное ослабление S_{14} – выраженное в децибелах отношение мощности на входе основного канала к выходной мощности рабочего плеча вспомогательного канала.

Величина переходного ослабления зависит от размеров и числа элементов связи между основным и вспомогательным каналами. В типовых НО $S_{14} = 3 - 20$ дБ. Величина $S_{14} = 10$ дБ принята за границу сильной и слабой связи. В зависимости от величины переходного ослабления НО подразделяют на НО с сильной связью ($S_{14} < 10$ дБ), НО со слабой связью ($S_{14} > 10$ дБ), гибридные НО ($S_{14} = 3,01$ дБ) с равными мощностями в рабочих плечах.

Для взаимных НО величина переходного ослабления не зависит от направления сигнала, т.е. $S_{14} = S_{23}$.

2. Направленность D НО определяется как выраженное в децибелах отношение мощности на выходе рабочего плеча вспомогательного канала к мощности на выходе развязанного плеча.

$$S_{43} = 10 \log \frac{P_4}{P_3} [\text{дБ}]. \quad (2.4)$$

Направленность характеризует просачивание мощности в развязанное плечо за счет неидеальности конструкций НО. У идеального НО $P_3 = 0$.

В реальных конструкциях НО $D = 15 - 40$ дБ и определяется типом НО качеством согласования плеч с нагрузками, диапазоном частот.

3. Развязка S_{13} – выраженное в децибелах отношение мощности на входе основного канала к мощности на выходе развязанного плеча.

$$S_{13} = 10 \log \frac{P_1}{P_3} [\text{дБ}]. \quad (2.5)$$

У идеального НО развязка должна быть бесконечно большой.

4. Рабочее затухание S_{12} – выраженное в децибелах отношение мощности на входе и выходе основного канала НО.

$$S_{12} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} [\text{дБ}]. \quad (2.6)$$

5. Коэффициент деления мощности S_{24} – выраженное в децибелах отношение мощностей на выходе рабочих плеч НО.

$$S_{24} = 10 \log \frac{P_2}{P_4} [\text{дБ}]. \quad (2.7)$$

Коэффициент деления мощности НО зависит от его конструкции. Возможно равное деление мощностей, в одно из плеч может поступать большая или меньшая часть мощности. Если из одного канала в другой передается значительная часть мощности, то НО можно отнести к классу делителей мощности, а если небольшая – то к классу развязывающих устройств.

6. Коэффициент стоячей волны (КСВ) – характеризует отражения, вносимые НО в СВЧ тракт.

КСВ определяется со стороны входного плеча НО при наличии согласованных нагрузок в остальных плечах.

7. Фазовые соотношения НО – разность фаз волн в выходных плечах.

8. Рабочая полоса частот – полоса частот, в пределах которой неравномерность (отклонение от среднего значения) величин переходного ослабления, направленности и других параметров не превышает заданного значения.

2.2.2 Порядок выполнения работы

Схема измерений.

Схемы измерений приведены на рисунках 2.10 и 2.11. На первый порт НО подается сигнал, по очереди на оставшихся трех портах этот сигнал принимается, в это время два других порта согласованы с помощью согласованных нагрузок.

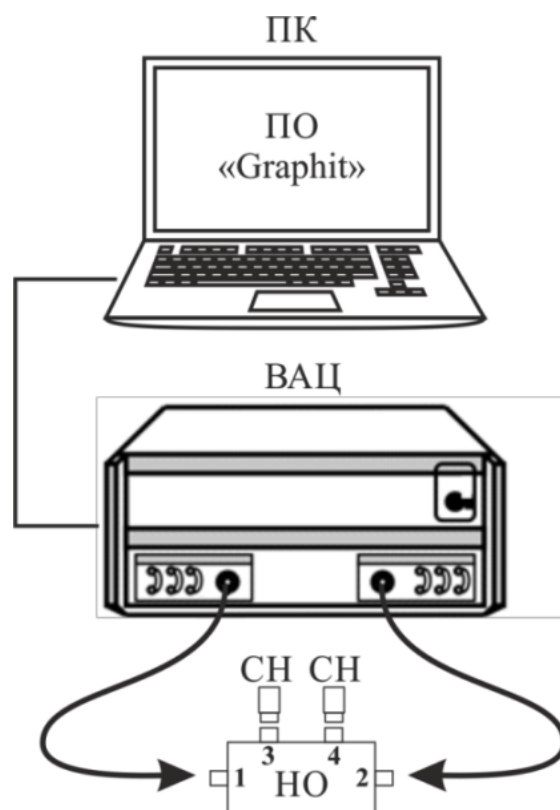
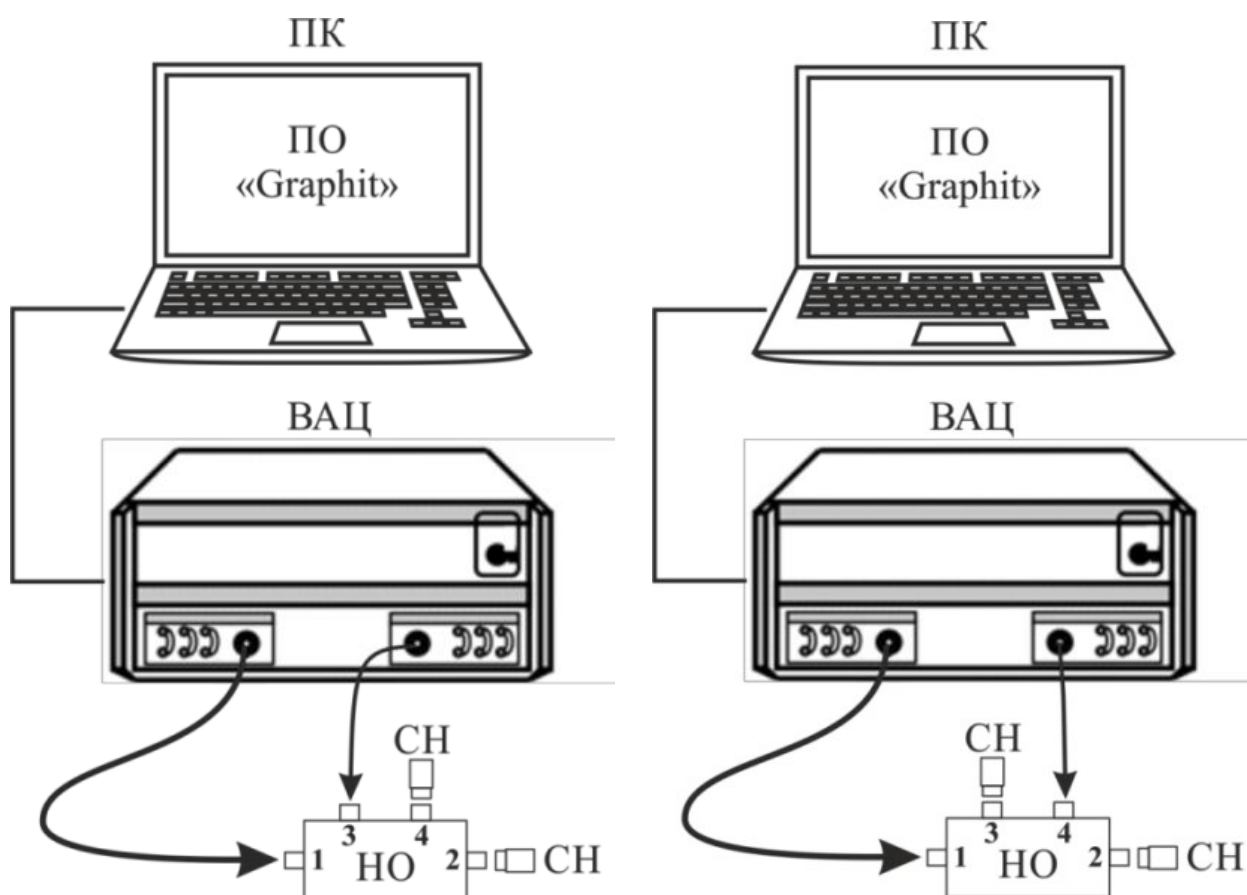


Рисунок 2.10 – Схема измерений «а»



ПК – персональный компьютер, ПО – программное обеспечение

Рисунок 2.11 – Схемы измерений «б», «в»

Выполнение работы:

- 1) Установить переключатель «ВКЛ.» в положение включено «I».
- 2) Выдержать Р4М во включенном состоянии не менее 30 минут для установления рабочего режима.
- 3) Запустить приложение «Graphit», установленном на ПК. Произвести подключение к прибору по IP-адресу, указанному на корпусе Р4М.
- 4) Произвести двухпортовую калибровку в одном направлении.

Шаг 1. Задать исследуемый частотный диапазон (спросить у преподавателя), количество точек и мощность зондирования.

Шаг 2. Пункт меню «Калибровка \ мастер калибровки». В появившемся окне мастера калибровки выбрать метод калибровки – «Управляемая», «Пользовательская» или «Автоматическая». После нажатия кнопки «Далее» в окне настройки конфигурации выбрать кнопку «порты 1,2».

При необходимости задать соединители ИУ и набор калибровочных мер. Нажать кнопку «Далее». Мастер калибровки отобразит диалоговое окно следующего шага калибровки.

Шаг 3. В поле со списком «Тип калибровки» выберите вариант «Двухпортовая (порт 1)» или «Двухпортовая (порт 2)», как показано на рисунке 2.12.

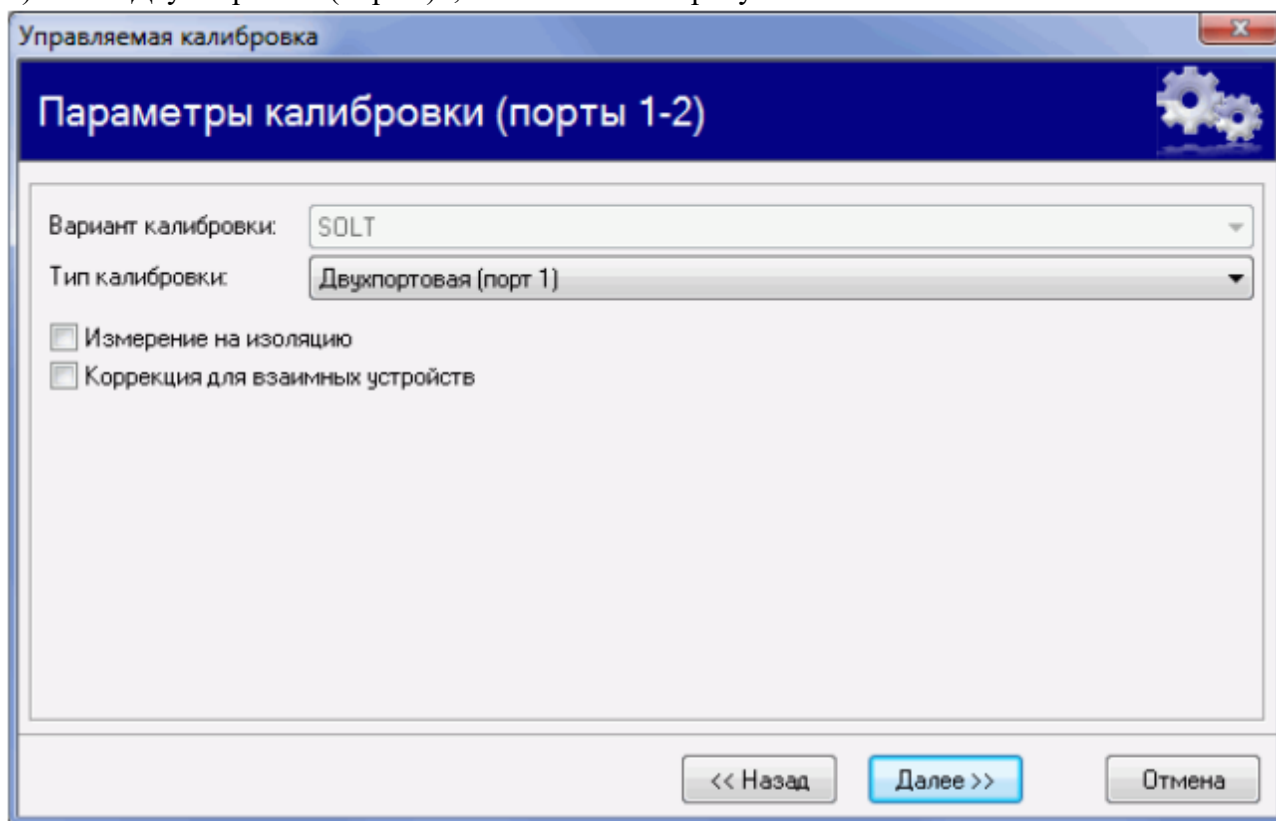


Рисунок 2.12 – Выбор двухпортовой калибровки в одном направлении

Шаг 4. Нажать кнопку «Далее» и следовать инструкциям мастера калибровок. Мастер калибровок предложит подключить к измерительному порту нагрузки ХХ, КЗ (рисунок 2.13), а также согласованную или рассогласованную нагрузку в зависимости от того какая из них имеется в наборе калибровочных мер.

По окончании калибровки вычисляются значения трех факторов ошибок, которые будут использоваться в последующих измерениях (при установленном флажке в меню «Калибровка \ Коррекция»).

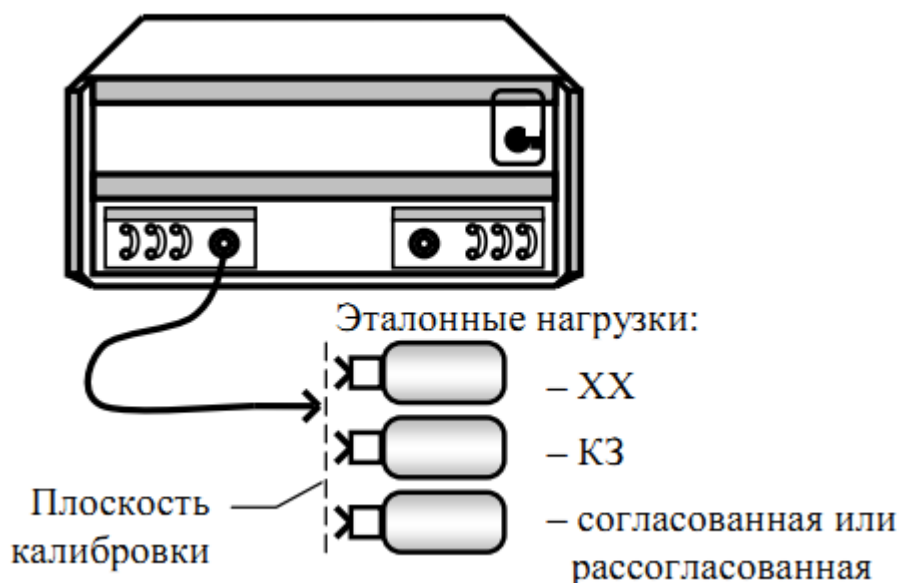


Рисунок 2.13 – Однопортовая калибровка

4) Собрать поочередно схемы «а», «б», «в», изображенные на рисунках 2.6 и 2.7. Произвести измерения модуля коэффициента отражения для каждой схемы. Сохранить результаты измерений (нажать правой кнопкой мыши по «Трс_», выбрать пункт «сохранить» в формате tr.).

5) Собрать поочередно схемы «а», «б», «в», изображенные на рисунках 2.6 и 2.7. Произвести измерения модуля коэффициента передачи для каждой схемы. Сохранить результаты измерений (нажать правой кнопкой мыши по «Трс_», выбрать пункт «сохранить» в формате tr.).

6) По полученным данным из пунктов выполнения работы 4-5, с помощью математических функций, построить графики направленности НО, развязки, переходного ослабления, рабочего затухания, коэффициента деления мощности, разности фаз в выходных плечах НО.

2.2.3 Требования к оформлению отчета

1. Отчёт должен быть оформлен в соответствии с общими требованиями и правилами оформления отчётов по лабораторным работам ТУСУРа.

2. В отчёте должны быть изложены:

- цель работы;
- краткое описание используемых в лабораторной работе инструментальных средств (состав, назначение, возможности);
- структурные схемы измерений;
- полученные по п. 4-6 результаты с оформленными рисунками в «Qtplot», для этого необходимо не забывать сохранять файлы всех исследуемых измерительных трасс для их дальнейшей обработки.
- подробные выводы проделанной работы.

2.2.4 Вопросы для контроля

- 1) Какие характеристики позволяет измерять прибор серии Р4М?
- 2) Для чего необходимо проводить калибровку прибора и как именно ее проводить?
- 3) Что такое НО?
- 4) Какими параметрами характеризуется НО?

- 5) Объясните, зачем необходима согласованная нагрузка в одном из плеч вспомогательного канала НО?
- 6) В каких пределах находятся основные параметры реальных НО?
- 7) Какие факторы влияют на величину переходного ослабления, исследуемого в данной работе НО?
- 8) Объясните методику измерения, основных параметров НО, нарисуйте структурные схемы измерений?
- 9) Какие факторы влияют на точность измерений основных параметров НО?
- 10) Назовите области применения НО?
- 11) Объясните методику определения коэффициента отражения при помощи НО?

2.3 Исследование усилителей СВЧ

2.3.1 Краткие теоретические сведения

Цель работы – проведение измерений основных характеристик усилителей СВЧ с использованием скалярного анализатора цепей (САЦ) серии P2M. Для лучшего усвоения и понимания работы в описании приведены краткие положения из теории усилителей.

Основные сведения о приборе

Анализаторы цепей скалярные P2M-18 предназначены для измерений модуля коэффициента передачи, модуля коэффициента отражения, коэффициента стоячей волны по напряжению (далее КСВН), мощности в коаксиальных волноводах с диаметрами поперечных сечений 7,0/3,04 и 3,5/1,52 мм и для генерирования электрических синусоидальных колебаний.

Дополнительно анализаторы цепей скалярные P2M-18 могут использоваться для индикации группового времени задержки, динамических характеристик исследуемых устройств, параметров устройств с преобразованием частоты. Также анализаторы цепей могут измерять параметры устройств в импульсном режиме.

Принцип действия анализаторов цепей скалярных P2M-18 основан на выделении высокочастотных электромагнитных волн (падающей, прошедшей через исследуемое устройство и отраженной от его входов), преобразовании их в низкочастотные напряжения, пропорциональные мощности этих волн, измерении напряжений и расчете модуля коэффициента отражения, КСВН, модуля коэффициента передачи. Выделение и преобразование производится с помощью головок детекторных и датчиков КСВ.

Область применения – производство и контроль ВЧ и СВЧ устройств и оборудования, исследование, настройка и испытания узлов, используемых в радиоэлектронике, связи, приборостроении, измерительной технике.

Анализаторы работают под управлением внешнего персонального компьютера с установленным программным обеспечением, которое обрабатывает измерительную информацию, выполняет вычисления и обеспечивает отображение результатов измерений. Программный интерфейс, совместимый со стандартом IVI-COM, дает возможность управлять прибором сторонним программным обеспечением. Система синхронизации позволяет обеспечить совместную работу с другими приборами в составе измерительных комплексов.

Внешний вид передней панели блока генераторно-измерительного представлен на рисунке 2.14.

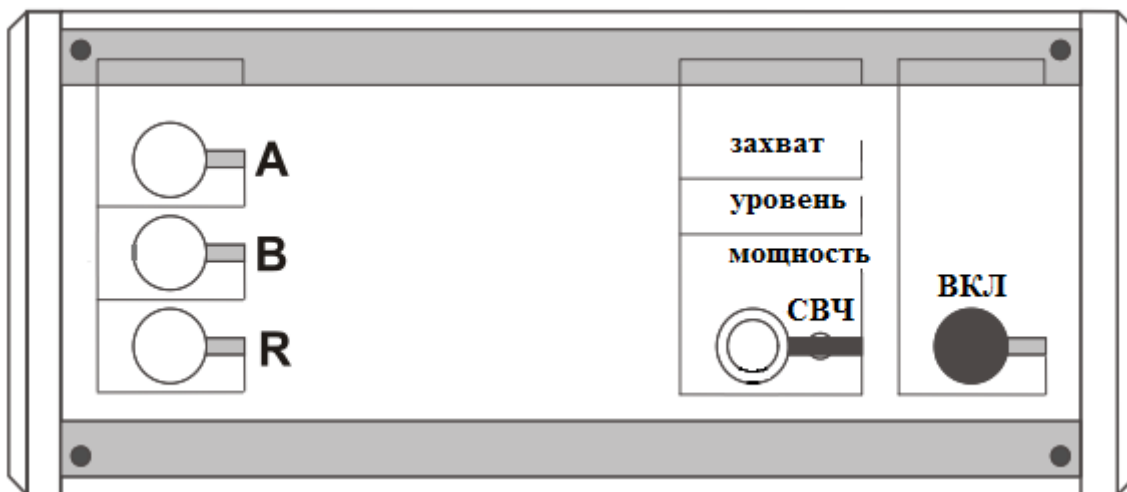


Рисунок 2.14 – Передняя панель

На передней панели расположены следующие соединители, органы управления и поясняющие надписи:

- «А» - измерительный вход А;
- «В» - измерительный вход В;
- «R» - измерительный вход R;
- «Захват» - индикатор работы системы ФАПЧ;
- «Уровень» - индикатор работы системы АРМ;
- «Мощность» - индикатор наличия колебаний на выходе СВЧ;
- «СВЧ» - выход СВЧ колебаний и кнопка включения/выключения генерации;
- «ВКЛ» - выключатель электропитания и индикатор состояния.

Прибор Р2М построен по архитектуре виртуальных приборов и включает в себя аппаратную и программную части. Аппаратная часть выполняет набор базовых функций, определяющих режимы измерений. Программная часть обеспечивает реализацию выбранного пользователем режима измерений, управление и вывод результатов измерений с помощью программного обеспечения (ПО) Graphit.

Устройство и работа прибора.

Структурная схема прибора Р2М приведена на рисунке 2.15.

Прибор Р2М состоит из следующих частей:

- а) блок сбора данных и управления (БСДУ);
- б) модуль аналого-цифрового преобразователя (АЦП);
- в) синтезатор частот;
- г) формирователь;
- д) блок автоматической регулировки мощности (АРМ);
- е) ступенчатый аттенюатор;
- ж) персональный компьютер (ПК).

БСДУ подключается к ПК через интерфейс Ethernet и предназначен для сбора данных о текущем состоянии блоков Р2М (частота, мощность, положение переключателей, настройки фильтров и т.д.) и управления этими блоками в зависимости от их текущего состояния. Синтезатор частот предназначен для формирования сигналов низкочастотного диапазона.

Формирователь предназначен для формирования высокочастотного диапазона путём различных преобразований (сложений и умножений) сигналов синтезатора частот.

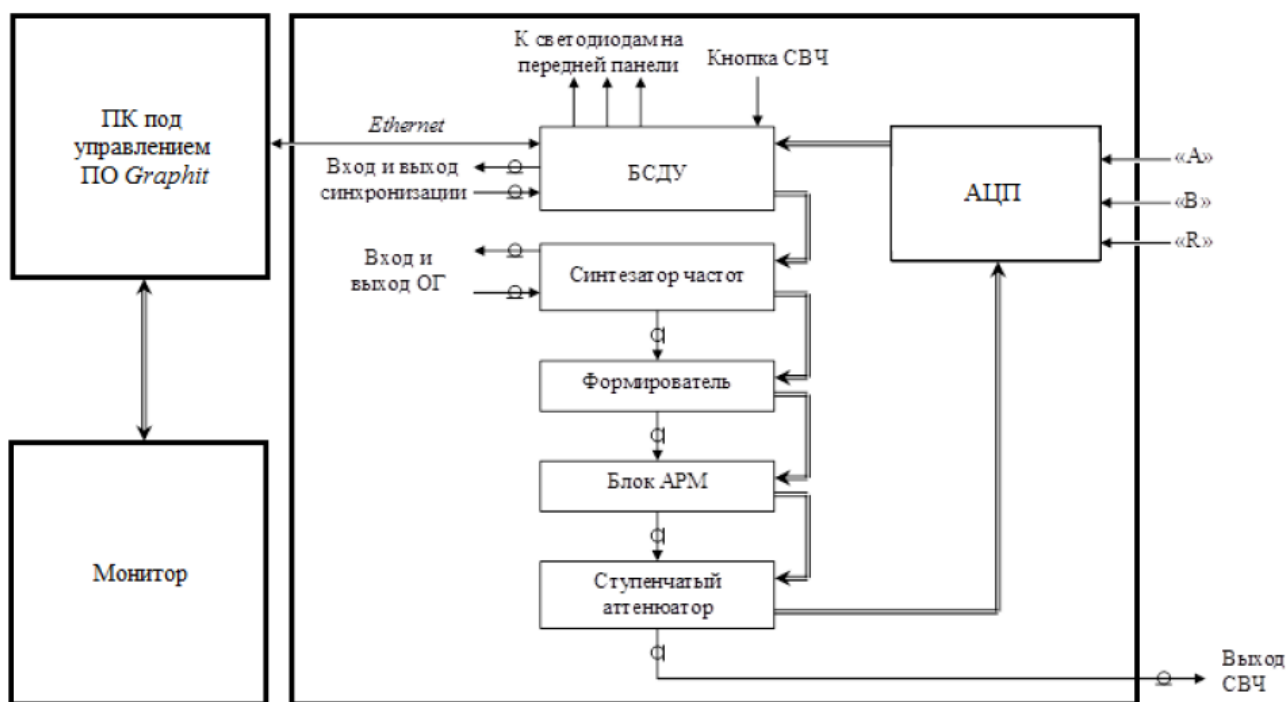


Рисунок 2.15 – Структурная схема P2M

В **блоке АРМ** происходит усиление сигнала до заданного уровня и стабилизация уровня выходной мощности, после чего сигнал поступает на выход «СВЧ».

Стабилизация уровня выходной мощности **блоком АРМ** осуществляется с учётом частотной характеристики ступенчатого аттенуатора.

Сформированный высокочастотный сигнал, стабилизированный системами фазовой автоподстройки частоты и автоматической регулировки мощности, после прохождения **радиоизмерительного тракта** и преобразования с помощью детектора или датчика КСВ в информационный низкочастотный сигнал, пропорциональный измеряемой величине, подаётся на **входы P2M** (рисунок 2.16).

Входной сигнал оцифровывается в **АЦП**, затем результаты передаются в БСДУ. В **БСДУ** происходит преобразование данных и передача их в ПК.

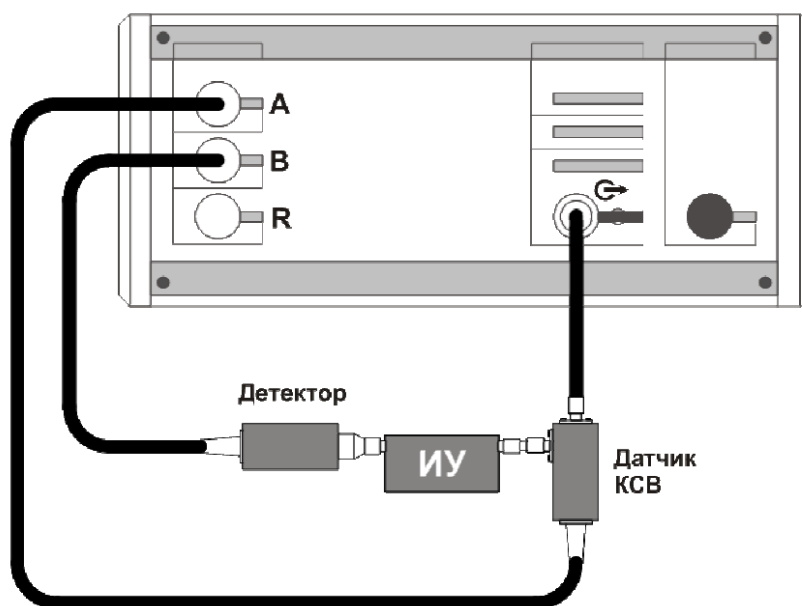


Рисунок 2.16 – Типичная схема измерения

Принципиальная схема датчика КСВ приведена на рисунке 2.17. Физически датчик КСВ объединяет в себе такие устройства, как мост с высокой направленностью, основной частью которого является делитель, находящийся между точками 1, 2 и 3, высокочувствительный детектор и согласованную нагрузку (CH).

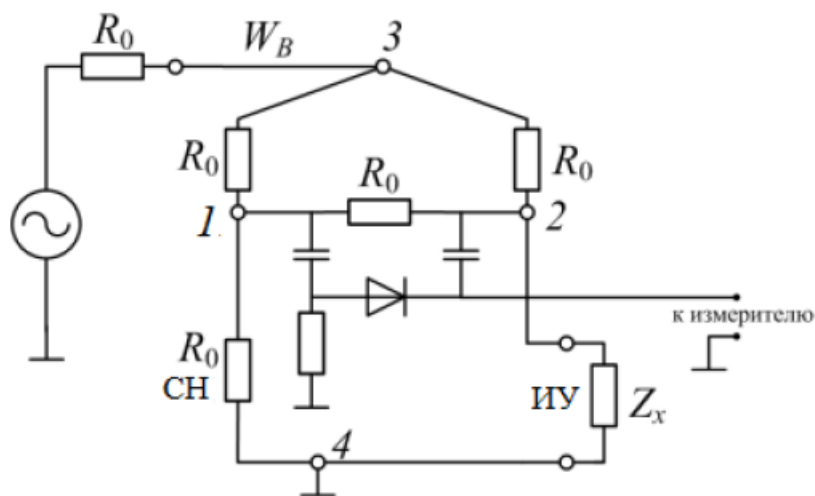


Рисунок 2.17 – Принципиальная схема датчика КСВ

При подключении к мосту в точках 2 и 4 измеряемого объекта с импедансом $Z_x \neq R_0$ в диагонали моста формируется сигнал, пропорциональный коэффициенту отражения. Формирование сигнала происходит за счёт сравнения сигнала, отражённого от внутренней эталонной нагрузки, с сигналом, отражённым от исследуемого объекта. При этом сопротивления, включённые между точками 1-3 и 3-2, должны быть идентичны и равны $WB = R_0$.

Сформированный сигнал детектируется на встроенном в диагональ моста амплитудном детекторе и для дальнейшей обработки поступает на вход измерителя Р2М. Абсолютная величина напряжения этого сигнала пропорциональна модулю коэффициента отражения исследуемого устройства.

Некоторые вопросы теории усилителей мощности. Усилитель высокой частоты (УВЧ, усилитель радиочастоты, УРЧ) – усилитель сигналов на частотах радиодиапазона (рис. 2.18). Применяется преимущественно в радиоприёмных и радиопередающих устройствах в радиосвязи, радио- и телевизионного вещания, радиолокации, радионавигации и радиоастрономии, а также в измерительной технике и автоматике. Термин «усилитель» в своём первичном (основном) значении относится к преобразованию (увеличению, усилению) одной из характеристик исходного входного сигнала, при этом вид сигнала остаётся неизменным.

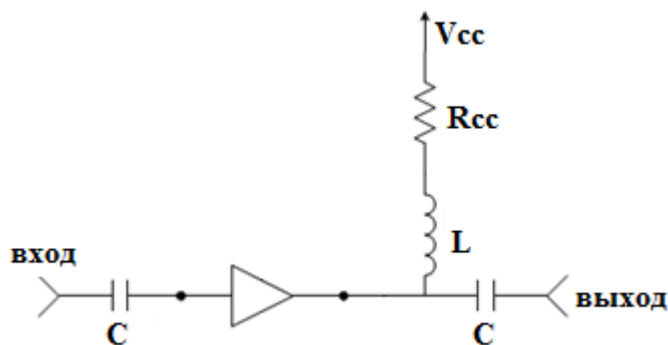


Рисунок 2.18 – Схема усилителя высокой частоты

В данной работе будет использован усилитель мощности (УМ) – усилитель, в котором усиление сигнала осуществляется за счёт энергии внешнего источника.

Параметры, характеризующие ВЧ усилитель мощности, рассматриваемые в данной работе:

1. **Выходная мощность усилителя** – это мощность на выходе усилителя при сопротивлении нагрузки равном выходному сопротивлению усилителя. Охарактеризовать выходную мощность можно используя такие понятия как коэффициент передачи (в усилительных устройствах коэффициент передачи больше единицы, следовательно, называют коэффициентом усиления). Этот коэффициент показывают во сколько раз изменяется значение сигнала на выходе по сравнению с входным значением.

$$КП = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}, \quad (2.8)$$

У любого усилителя $КП \gg 1$, однако если $КП < 1$, устройство не может считаться усилителем.

Для определения коэффициента усиления удобно провести так называемые динамические исследования (ДИ) построив амплитудную характеристику усилителя. Амплитудная характеристика усилителя – это зависимость выходного уровня мощности от входного при неизменной частоте.

Коэффициент частотных искажений усилителя – это отношение коэффициента усиления усилителя K_{cp} на средней частоте к коэффициенту усиления усилителя K_f на частоте, для которой определяется коэффициент частотных искажений.

$$M = \frac{K_{cp}}{K_f}, \quad (2.9)$$

2. **Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя** определяет зависимость коэффициента усиления от частоты усиливаемого сигнала. Примерный вид АЧХ усилителя показан на рис. 2.19.

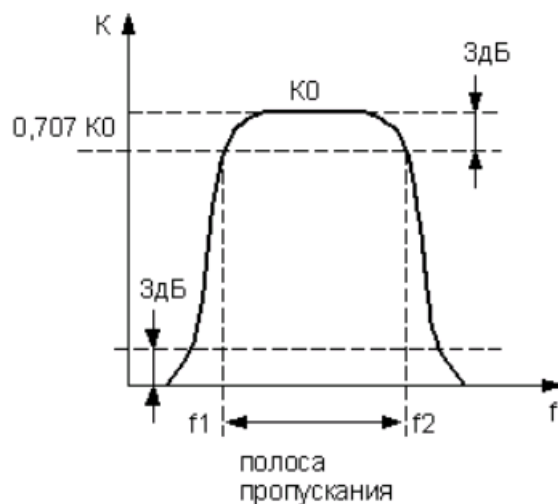


Рисунок 2.19 – АЧХ усилителя

За коэффициент усиления КУ принимают максимальное значение коэффициента на так называемой "средней" частоте. Две характерные точки на АЧХ определяют понятие "полоса пропускания" усилителя. Частоты, на которых коэффициент усиления уменьшается в раз (или на 3дБ) называются граничными частотами. На рисунке f_1 является нижней граничной частотой f_H , а f_2 – верхней граничной частотой усиления (f_B). Разность:

$$\Delta f = f_B - f_H, \quad (2.10)$$

называется полосой пропускания усилителя, которая определяет рабочий частотный диапазон усилителя. Еще ее называют диапазоном усиливаемых усилителем частот – это диапазон частот, в котором коэффициент частотных искажений не превышает заданного значения.

3. Амплитудная характеристика усилителя отражает особенности изменения величины выходного сигнала при изменении входного. Как видно из рис. 2.20 выходное напряжение не равно нулю ($U_{\text{вых_мин}}$) при отсутствии входного напряжения. Это обусловлено внутренними шумами усилителя, за счет чего ограничивается минимальное значение входного напряжения, которое может быть подано на вход усилителя и определяет его **чувствительность**:

$$S = \frac{U_{\text{вых_мин}}}{\text{КП}}, \quad (2.11)$$

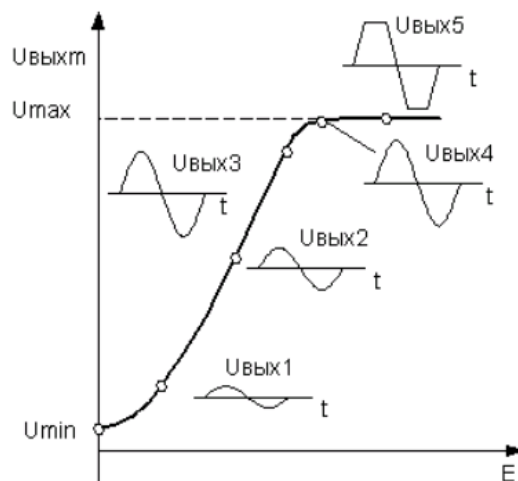


Рисунок 2.20 – Амплитудная характеристика усилителя

Значительное увеличение входного напряжения (точка 3) приводит к тому, что амплитудная характеристика становится нелинейной и дальнейшее нарастание выходного напряжения прекращается (точка 5). Это связано с насыщением каскадов усилителя. Допустимым считается такое значение входного напряжения, при котором выходное напряжение не превышает $U_{\text{вых_макс}}$, которое, как видно из рис. 1.3, располагается на границе линейного участка амплитудной характеристики. Амплитудная характеристика определяет динамический диапазон усилителя:

$$D = \frac{P_{\text{вых_макс}}}{P_{\text{вых_мин}}} \quad (2.12)$$

4. Линейность и точка компрессии. Линейность устройства наглядно можно представить, построив график зависимости уровня сигнала на выходе от уровня входного сигнала устройства, т.е. получив его амплитудную характеристику (рисунок 2.21). Масштаб по осям графика выбирается логарифмическим, для построения используют уровни сигнала выраженные, как правило, в дБм.

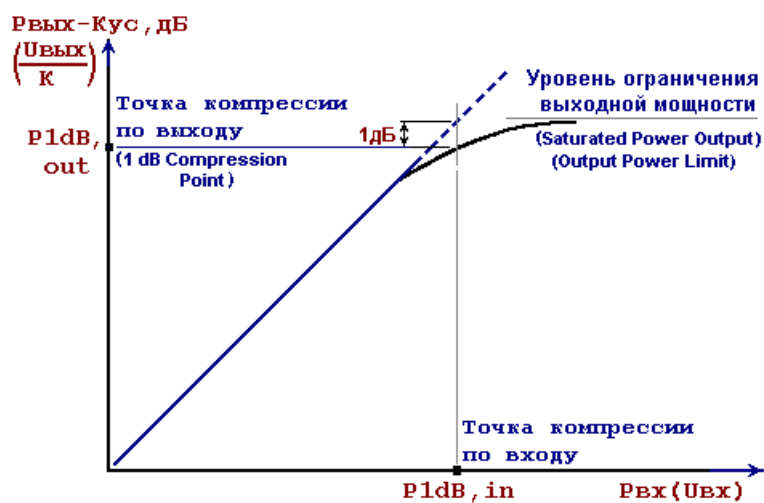


Рисунок 2.21 – Определение точки компрессии

По горизонтальной оси отложены уровни входных сигналов, по вертикальной - уровни выходных сигналов, приведенные ко входу, т.е. поделенные на коэффициент усиления устройства K . При использовании логарифмических величин усиление устройства вычитается из выходного уровня. В этом случае устройство как бы имеет коэффициент передачи, равный 1, или 0 дБ. Прямая, имеющая единичный наклон, соответствует полезному сигналу.

Если подать на вход устройства сигнал достаточно большого уровня, реальная характеристика будет отклоняться от идеальной прямой из-за проявляющейся нелинейности устройства.

Точка, где отклонение амплитудной характеристики устройства от идеальной составляет 1 дБ, называется **точкой компрессии**, или **однодецибелльной точкой компрессии** (1-dB compression point, P_{1dB}). Количественно эта точка характеризуется соответствующей величиной выходного сигнала (реже входного) и является верхней границей линейного участка амплитудной характеристики.

Точка компрессии может быть охарактеризована соответствующими уровнями входного или выходного сигнала. Таким образом, эта характеристика может быть определена как точка компрессии по уровню входного сигнала (input compression point) или просто входная точка компрессии. Так обычно характеризуется тракт приема. Точка компрессии по

уровню выходного сигнала (output compression point) употребляется для характеристики мощных усилителей.

2.3.2 Порядок выполнения работы

- 1) Установить переключатель «ВКЛ.» в положение включено «I», не более чем через минуту должны начать светиться индикаторы состояния выключателя электропитания «ВКЛ.» и «Захват» на передней панели Р2М.
- 2) Выдержать Р2М во включенном состоянии не менее 30 минут для установления рабочего режима.
- 3) Запустить приложение «Graphit», установленном на ПК. Произвести подключение к прибору по IP-адресу, указанному на корпусе Р2М.
- 4) Собрать схему в соответствии с рисунком 2.22.

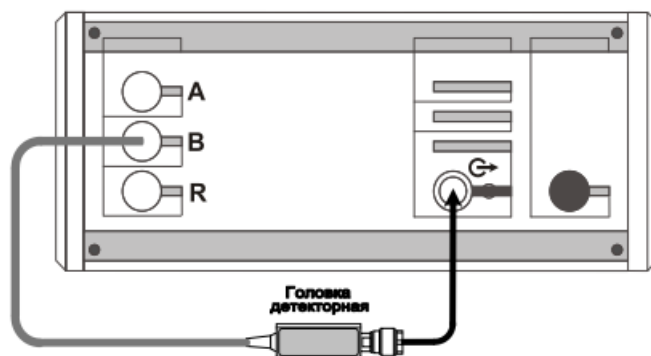


Рисунок 2.22 – Схема калибровки в режиме измерения модуля КП

4) Установить отображение «Трс2». Выбрать детекторную характеристику используемой головки детекторной для входа «В». Установить значение уровня мощности «0 дБм». Диапазон рабочих частот от 10 МГц до 15 ГГц. Запустить процесс измерений, при этом на передней панели Р2М должен начать светиться индикатор «Мощность».

5) Запустить мастер калибровки «Тр2» (вход – «В», режим измерений – «коэффициент передачи») и выполнить калибровку, пользуясь указаниями мастера.

6) По окончании калибровки, определить минимальное и максимальное значения модуля КП с помощью маркеров в рабочем диапазоне частот, они должны находиться в пределах:

1. $(0 \pm 0,04)$ – формат отображения «Модуль КП (дБ)»;
2. $(0 \pm 0,01)$ – формат отображения «Модуль КП (раз)».

В противном случае калибровку повторить.

Примечание – При наличии на характеристике значительных провалов и выбросов, необходимо проверить надежность сочленений.

7) Сохранить результаты измерений в режиме «АЧХ» (нажать правой кнопкой мыши по «Трс2», выбрать пункт «сохранить» в формате tr.).

8) Переключиться в режим динамических измерений «ДИ», произвести автомасштабирование и сохранить результаты измерений в данном режиме в соответствии с предыдущим пунктом.

9) Собрать схему в соответствии с рисунком 2.23, присоединив к измерительному порту датчика КСВ (вход «Изм») нагрузку, комбинированную со стороны ХХ.

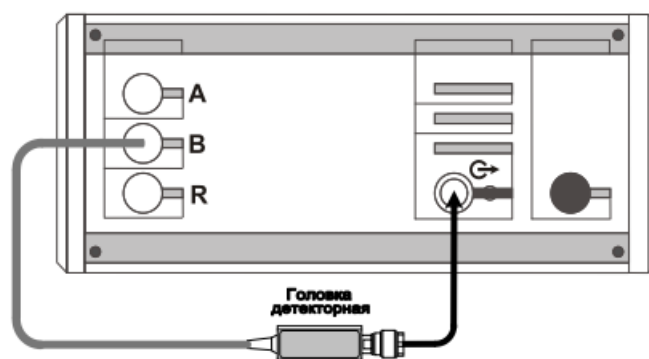


Рисунок 2.23 – Схема калибровки в режиме измерений модуля КО

10) Выбрать детекторную характеристику датчика КСВ для входа «А». Проверить, чтобы при измерении отражения от нагрузки ХХ на частотной характеристике в диапазоне рабочих частот Р2М не было значительных провалов и выбросов.

11) Запустить мастер калибровки «Тр1» (вход – «А», режим измерений – «отражение») и выполнить калибровку, пользуясь указаниями мастера.

12) По окончании калибровки, не отсоединяя нагрузку КЗ от измерительного порта датчика КСВ, определить минимальное и максимальное значения модуля КО или КСВН в диапазоне рабочих частот, они должны находиться в пределах:

1. $(0 \pm 0,9)$ – формат отображения «Модуль КО (дБ)»;

2. $(0 \pm 0,1)$ – формат отображения «Модуль КО (раз)».

В противном случае калибровку повторить.

13) Сохранить результаты измерений в режиме «АЧХ» (нажать правой кнопкой мыши по «Трс1», выбрать пункт «сохранить» в формате tr.).

14) Включить внешний источник питания. Задать уровень напряжения и тока 7 В и 0.083 А соответственно.

15) Подключить на вход исследуемого усилителя аттенюатор серии Д2М на 10 дБ, после чего собрать схему в соответствии с рисунком 2.24.

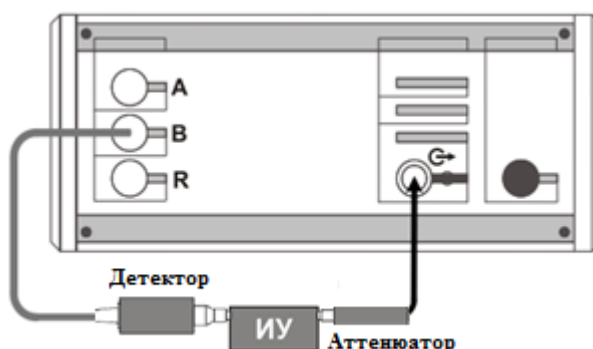


Рисунок 2.24 – Схема измерения динамической характеристики усилителя

16) Включить режим динамических измерений «ДИ». Задать частоту равную 5 ГГц. Диапазон мощности от -20 дБм до +13 дБм. Измерить зависимость уровня выходной мощности от уровня входной мощности (динамическая характеристика).

17) Сохранить результаты измерений в (нажать правой кнопкой мыши по «Трс2», выбрать пункт «сохранить» в формате tr.).

18) Собрать схему в соответствии с рисунком 2.25.

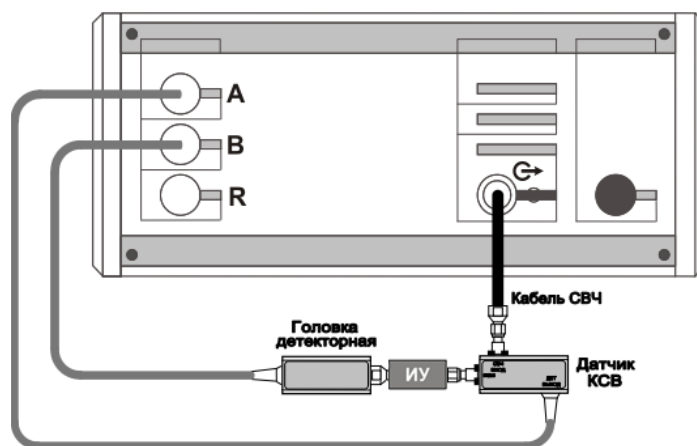


Рисунок 2.25 – Схема измерения модуля КО усилителя

19) Включить режим измерений «АЧХ». Произвести измерение модуля коэффициента отражения усилителя по входу и по выходу.

20) Сохранить результаты измерений в (нажать правой кнопкой мыши по «Trs1», выбрать пункт «сохранить» в формате tr.).

21) По результатам пунктов 4-20 нужно будет определить:

- средний уровень коэффициента усиления усилителя;
- точку компрессии по входу и по выходу (для этого необходимо произвести аппроксимацию динамической характеристики усилителя, тем самым построив линейный участок, в результате наложить линейную-идеальную зависимость на исследуемую, с помощью маркеров определить точку компрессии. Выполнить следует в Matlab);
- полосу пропускания;
- динамический диапазон усилителя.

2.3.3 Требования к оформлению отчета

1. Отчёт должен быть оформлен в соответствии с общими требованиями и правилами оформления отчётов по лабораторным работам ТУСУРа.

2. В отчёте должны быть изложены:

- цель работы;
- краткое описание используемых в лабораторной работе инструментальных средств (состав, назначение, возможности);
- полученные по пункту 2.3.2 результаты, с оформленными рисунками в «Qtiplot», для этого необходимо не забывать сохранять файлы всех исследуемых измерительных трасс для их дальнейшей обработки.
- подробные выводы по проделанной работе.

2.3.4 Вопросы для контроля

- 1) Какие характеристики позволяет измерять прибор серии P2M?
- 2) Какую функцию выполняет Детектор?
- 3) Для чего необходимо проводить калибровку прибора и как именно ее проводить?
- 4) Для чего необходимо подгружать характеристики детекторов?
- 5) Исследуемые параметры усилителя?
- 6) Какие действия процесса калибровки необходимо провести для измерения коэффициента передачи?
- 7) Почему КП усилителя больше 0 дБ?
- 8) Что такое одностенная точка компрессии?
- 9) Что такое полоса пропускания усилителя и как ее определить?

3. САМОСТОЯТЕЛЬНЫЕ ЗАНЯТИЯ

Самостоятельная работа является неотъемлемой частью подготовки специалистов в области микроэлектроники сверхвысоких частот и направлена на формирование инженерного мышления, навыков анализа физических процессов и способности к самостоятельному решению проектных задач. В рамках дисциплины она обеспечивает переход от усвоения теоретических основ к их практическому применению при моделировании и исследовании элементов СВЧ-микроэлектроники.

Содержание самостоятельной работы определяется современным уровнем развития СВЧ-электроники и практикой проектирования микроэлектронной элементной базы. В качестве одного из ориентиров используются подходы, реализуемые на предприятиях полного цикла, включая АО НПФ «Микран», где осуществляется разработка, моделирование, производство и тестирование СВЧ-микроэлектронных компонентов и модулей. Такой подход позволяет увязать учебные задания с реальными инженерными задачами, возникающими при создании современной радиоэлектронной аппаратуры.

В процессе самостоятельной работы обучающиеся углубляют знания в области физических принципов функционирования СВЧ-полупроводниковых приборов, особенностей работы активных и пассивных элементов интегральных схем, а также влияния паразитных параметров и распределённых эффектов на характеристики микроэлектронных структур. Особое внимание уделяется пониманию взаимосвязи между физической моделью элемента, его эквивалентной схемой и частотными характеристиками.

Важной составляющей является освоение методов инженерного моделирования СВЧ-структур с использованием современных средств автоматизированного проектирования. Обучающиеся должны уметь анализировать S -параметры, оценивать согласование и потери, а также интерпретировать результаты электродинамического моделирования с учётом технологических ограничений и конструктивных факторов.

Самостоятельная работа также включает изучение дополнительной научно-технической литературы, нормативных документов и материалов, посвящённых методам проектирования и анализа СВЧ-микроэлектронных устройств, что позволяет формировать у обучающихся профессиональный уровень инженерной подготовки, соответствующий требованиям современной радиоэлектронной промышленности.

Список рекомендуемой литературы в открытом доступе для самостоятельной работы:

1. СВЧ-микроэлектроника. Каталог АО «НПФ «Микран» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.micran.ru/upload/uf/dc9/0wa8z19ondrr8zoni6fdyxquh80jhdhx8/C_SВЧ-микроэлектроника_RU_1.34.pdf (дата обращения 13.04.2026).
2. Дизайн-центр микроэлектроники АО «НПФ «Микран» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.micran.ru/services/design/> (дата обращения 13.04.2026).
3. Загородний А. Ваттметры серии PLS производства АО «НПФ «Микран» / А. Загородний, А. Леонтьев // СВЧ-Электроника. – 2021. – №1. – С. 66–70. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://microwave-e.ru/wp-content/uploads/1666.pdf> (дата обращения 13.04.2026).
4. Загородний А. Детекторы мощности сигналов СВЧ компании «Микран» / А. Загородний, А. Черепанов // СВЧ-Электроника. – 2016. – №1. – С. 52–56. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://microwave-e.ru/wp-content/uploads/0052.pdf> (дата обращения 13.04.2026).
5. Старосельский, В. И. Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники: учебное пособие для вузов / В. И. Старосельский. — Москва: Издательство Юрайт, 2022. — 463 с. — [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://urait.ru/bcode/509181> (дата обращения 13.04.2026).

Заключение

Микроэлектроника сверхвысоких частот является одной из наиболее динамично развивающихся областей современной электроники, определяющей возможности создания перспективных систем связи, радиолокации, навигации и телекоммуникаций. Подготовка специалистов в данной области требует не только освоения теоретических основ функционирования СВЧ-устройств и компонентов, но и приобретения практических навыков моделирования, проектирования и экспериментального исследования современной элементной базы.

Настоящее учебно-методическое пособие разработано для практических, лабораторных и самостоятельных занятий по дисциплине «Микроэлектроника сверхвысоких частот». Представленные материалы направлены на формирование у обучающихся компетенций, необходимых для решения инженерных задач, возникающих при разработке и исследовании СВЧ-микроэлектронных устройств и интегральных схем.

Особенностью пособия является его практико-ориентированная направленность, сформированная при участии специалистов АО «НПФ «Микран». Рассмотренные в пособии методы анализа, моделирования и измерений основаны на подходах, применяемых при разработке современной СВЧ-элементной базы и радиоэлектронной аппаратуры. Это позволяет приблизить образовательный процесс к реальным условиям инженерной деятельности и обеспечить более эффективную подготовку обучающихся к работе на предприятиях радиоэлектронной отрасли.

Авторы надеются, что представленное пособие будет способствовать углублённому изучению дисциплины, развитию инженерного мышления и формированию практических навыков, необходимых для профессиональной деятельности в области СВЧ-микроэлектроники.

Список использованных источников

1. Robertson C. R. Fundamental electrical and electronic principles. – Oxford, Boston: Newnes, 2001. – 320 p.
2. Дансмор Д. П. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. 2-е издание // Москва: Техносфера. – 2023. – 944 с.
3. Анализатор цепей векторный Р4М-18 Руководство по эксплуатации: сайт / Микран. – Томск, 2011. – URL: <https://www.micran.ru/upload/iblock/b0b/b0be54f8e619c97e01195c4f7dcdd003.pdf> (дата обращения 20.05.2026).
4. Анализаторы цепей векторные серии Р4М: сайт / Микран. – Томск, 2011. – URL: <https://www.micran.ru/productions/IIS/kia/vna/r4m/?ysclid=mb0mruiwz2514832524> (дата обращения 20.05.2026).
5. Томаси У. Электронные системы связи. – М.: Техносфера, 2007. – 1361 с.