

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет телекоммуникаций

Кафедра защиты информации

ИЗМЕРЕНИЯ В ОПТИЧЕСКОМ И МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНАХ ДЛИН ВОЛН

В двух частях

Часть 1

А. П. Белошицкий, А. В. Гусинский, А. М. Кострикин

ИЗМЕРЕНИЯ В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

*Рекомендовано УМО по образованию в области приборостроения
в качестве учебно-методического пособия
для обучающихся по специальности
1-38 80 01 «Приборостроение, метрология и
информационно-измерительные приборы и системы»*

Минск БГУИР 2016

УДК 621.317.7(076)
ББК 31.22я73
ИЗ7

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра авиационной техники и вооружений учреждения образования
«Военная академия Республики Беларусь» (протокол №16 от 25.05.2015);

инженер 1-й категории производственно-исследовательского отдела
республиканского унитарного предприятия «Белорусский
государственный институт метрологии»,
кандидат технических наук Т. К. Толочко

Измерения в оптическом и микроволновом диапазонах длин волн.
ИЗ7 В 2 ч. Ч. 1 : Измерения в микроволновом диапазоне : учеб.-метод.
пособие / А. П. Белошицкий, А. В. Гусинский, А. М. Кострикин. –
Минск : БГУИР, 2016. – 88 с. : ил.
ISBN 978-985-543-214-3 (ч. 1).

Рассматриваются измеряемые параметры устройств микроволнового
диапазона и измерительные задачи по их определению, методы и средства
измерений мощности, модулей и аргументов S -параметров и генераторы
качающейся частоты микроволнового диапазона.

Предназначено для студентов, изучающих учебную дисциплину «Средства
измерений оптического и микроволнового диапазона длин волн».

УДК 621.317.7(076)
ББК 31.22я73

ISBN 978-985-543-214-3 (ч. 1)
ISBN 978-985-543-213-6

© Белошицкий А. П., Гусинский А. В., Кострикин А. М., 2016
© УО «Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники», 2016

СОДЕРЖАНИЕ

1 МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН	5
1.1 Измеряемые параметры устройств микроволнового диапазона и основные измерительные задачи по их определению	5
1.1.1 Измеряемые параметры устройств микроволнового диапазона	5
1.1.2 Основные измерительные задачи по определению параметров устройств микроволнового диапазона	10
1.2 Анализ методов и средств измерения параметров устройств микроволнового диапазона.....	13
1.3 Особенности измерений в миллиметровом диапазоне длин волн	16
1.4 Обобщенная структурная схема измерителя (анализатора) параметров микроволновых цепей	17
2 ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ	19
2.1 Общая характеристика методов и средств измерения мощности в микроволновом диапазоне	19
2.2 Измерение поглощаемой мощности	21
2.2.1 Тепловые методы.....	21
2.2.2 Электронные методы.....	36
2.3 Измерение проходящей мощности	37
2.3.1 Метод с использованием направленных ответвителей	38
2.3.2 Метод измерения проходящей мощности с использованием преобразования Холла	39
2.3.3 Пондеромоторный метод измерения проходящей мощности	41
3 ГЕНЕРАТОРЫ КАЧАЮЩЕЙСЯ ЧАСТОТЫ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА	43
3.1 Классификация и параметры генераторов качающейся частоты	43
3.2 Способы построения генераторов качающейся частоты микроволнового диапазона	44
3.2.1 Генераторы качающейся частоты на транзисторах	45
3.2.2 Ламповые генераторы качающейся частоты	46
3.2.3 Генераторы качающейся частоты на диодах Ганна.....	48
3.2.4 Генераторы качающейся частоты на основе генераторов, управляемых напряжением.....	51
4 ИЗМЕРЕНИЕ МОДУЛЕЙ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ УСТРОЙСТВ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА	55
4.1 Рефлектометрические методы измерения параметров микроволновых цепей.....	55
4.2. Скалярные анализаторы цепей.....	58
4.2.1 Скалярные анализаторы цепей с унифицированным индикатором....	59
4.2.2 Скалярные анализаторы цепей с персональным компьютером	60

4.2.3 Основные функциональные узлы и блоки скалярных анализаторов цепей.....	62
5 ИЗМЕРЕНИЕ S -ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА.....	67
5.1 Обобщенная рефлектометрическая схема измерения S -параметров.....	67
5.2 Векторные анализаторы цепей	68
5.2.1 Типы и классификация векторных анализаторов цепей.....	68
5.2.2 Преобразователи информационных СВЧ сигналов	71
5.2.3 Гетеродинные векторные анализаторы цепей	76
5.2.4 Гомодинные векторные анализаторы цепей	78
ЛИТЕРАТУРА.....	88

Библиотека БГУИР

1 МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

1.1 Измеряемые параметры устройств микроволнового диапазона и основные измерительные задачи по их определению

1.1.1 Измеряемые параметры устройств микроволнового диапазона

В микроволновом диапазоне (МД) строгое описание физических явлений и структуры электромагнитного поля в измерительных трактах и измеряемых устройствах сводится к уравнениям Максвелла или следующим из них волновым уравнениям при заданных координатах, параметрах границ рассматриваемой области (граничных условиях) и параметрах среды, заполняющей эту область.

Однако методы теории цепей с распределенными параметрами в ряде практических случаев позволяют значительно упростить задачи теоретических исследований устройств и приборов МД по сравнению с методами теории электромагнитного поля [1]. Направляющая система представляется как однородная длинная линия. В большинстве случаев необязательно учитывать все детали явлений внутри устройств МД или в их элементах, а достаточно знать лишь ответную реакцию устройств МД на воздействующие сигналы. В однородной длинной линии энергия от генератора к нагрузке передается в виде волн тока и напряжения (электромагнитных волн), распространение которых описывается соотношениями:

$$\dot{U} = |U_0| \cdot e^{-\gamma z}, \quad (1.1)$$

$$\dot{I} = |I_0| \cdot e^{-\gamma z}, \quad (1.2)$$

где U_0 и I_0 – напряжение и ток в начале длинной линии;

z – расстояние;

$\gamma = \alpha + j\beta$ – коэффициент распространения, определяющий изменение амплитуды и фазы волны при ее распространении вдоль линии;

α – постоянная затухания;

$\beta = 2\pi / \lambda_{\text{в}}$ – фазовая постоянная;

$\lambda_{\text{в}}$ – длина волны.

Линии передачи, обычно используемые в измерительных трактах, имеют малые потери, и поэтому можно полагать $\gamma = j\beta$ ($\alpha = 0$).

В общем случае, когда в измерительном тракте существуют волны, распространяющиеся от генератора к нагрузке (падающие волны) и от нагрузки к генератору (отраженные волны), передачу энергии от генератора к нагрузке можно описать следующими соотношениями:

$$\dot{U} = |U_{\text{пад}}| \cdot e^{-j\beta z} + |U_{\text{отр}}| \cdot e^{j\beta z}, \quad (1.3)$$

$$\dot{U} = |U_{\text{пад}}| \cos(\omega t - \beta z) + |U_{\text{отр}}| \cos(\omega t + \beta z), \quad (1.4)$$

где $U_{\text{пад}}$ и $U_{\text{отр}}$ – амплитуды напряжения падающей и отраженной волн.

При коротком замыкании, полном размыкании или нагрузке конца линии на реактивное (не поглощающее энергию) сопротивление амплитуды падающей и отраженной волны равны: $U_{\text{пад}} = U_{\text{отр}} = U_m$.

В результате интерференции этих волн образуется стоячая волна напряжения (тока), описываемая уравнением

$$\dot{U} = |U_m| [\cos(\omega t - \beta z) + \cos(\omega t + \beta z)] = 2|U_m| \cos(\omega t) \cos(\beta z). \quad (1.5)$$

Распределение напряжения в электрически длинной линии при стоячей волне показано на рисунке 1.1, а. Из рисунка можно сделать следующие выводы о свойствах стоячей волны напряжения: амплитуда напряжения $2U_m \cos(\beta z)$ вдоль линии меняется по гармоническому закону; в точках $\beta z = (2n - 1) \frac{\pi}{2}$ амплитуда напряжения равна нулю. В точках $\beta z = n\pi$ амплитуда напряжения максимальна и равна $2U_m$. Эти точки принято называть пучностями. Расстояние между соседними пучностями и соседними узлами равно половине длины волны передаваемых колебаний.

Если в линии имеются неоднородности, отражающие часть энергии (рисунок 1.1, в, точка Q), то отраженные волны по амплитуде не будут равны падающим. В образовавшихся в этом случае смешанных волнах не будет точек с нулевым значением напряжения или тока (рисунок 1.1, б), но будут наблюдаться их минимумы (узлы). Такие волны принято оценивать с помощью коэффициента отражения по напряжению (напряженности электрического поля), представляющем собой отношение комплексных амплитуд напряжения отраженной и падающей волн в заданном сечении линии передачи:

$$\dot{\Gamma}_k = |\dot{\Gamma}| \cdot e^{j\varphi} = \dot{U}_{\text{отр}} / \dot{U}_{\text{пад}} = \frac{|U_{\text{отр}}| \cdot e^{j\beta z}}{|U_{\text{пад}}| \cdot e^{-j\beta z}} = |\dot{\Gamma}_{0к}| \cdot e^{j2\beta z} = |\dot{\Gamma}_0| \cdot e^{j(\varphi_0 + 2\beta z)}, \quad (1.6)$$

где φ_0 – фазовый угол коэффициента отражения в начале линии.

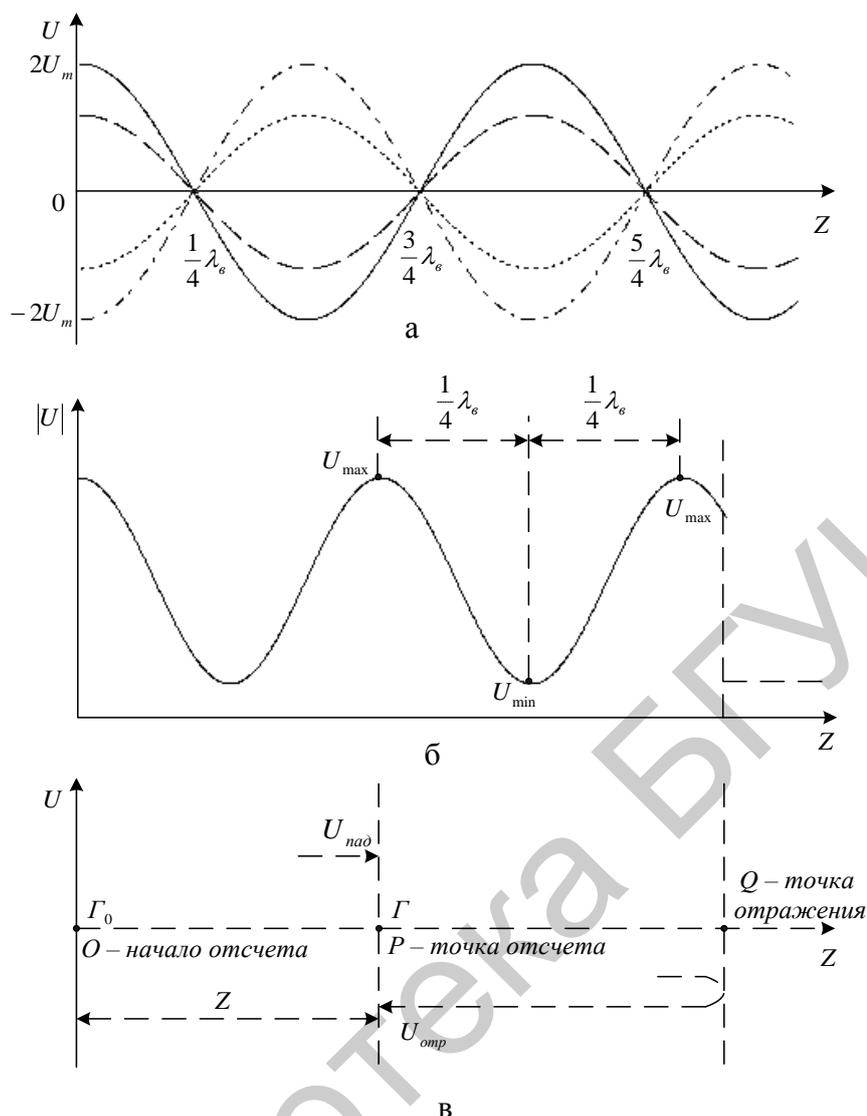


Рисунок 1.1 – Стоячие волны в линии передачи при полном и частичном отражениях

Из формулы (1.6) следует, что модуль коэффициента отражения в линии без потерь не зависит от места измерения $|\Gamma| = |\Gamma_0|$, а фаза коэффициента отражения

$$\varphi = \varphi_0 + 2\beta z \quad (1.7)$$

зависит от координаты Z и имеет разное значение для разных точек линии.

Пользуясь тем, что в линии без потерь модуль коэффициента отражения не зависит от места измерения, экспериментально его определяют путем измерения коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН):

$$K_{\text{ст}U} = U_{\text{max}} / U_{\text{min}} = \frac{\dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{отр}}}{\dot{U}_{\text{пад}} - \dot{U}_{\text{отр}}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \quad (1.8)$$

где $U_{\text{max}} = \dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{отр}}$; $U_{\text{min}} = \dot{U}_{\text{пад}} - \dot{U}_{\text{отр}}$ – амплитуды напряжения стоячей волны в пучности и узле.

Модуль коэффициента отражения $|\Gamma|$ связан с КСВН соотношением

$$|\Gamma| = (K_{\text{ст}U} - 1) / (K_{\text{ст}U} + 1). \quad (1.9)$$

Коэффициент отражения нагрузки, выраженный через волновое сопротивление линии $Z_{\text{в}}$ и сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$, равен

$$\dot{\Gamma}_{\text{н}} = (\dot{Z}_{\text{н}} - Z_{\text{в}}) / (\dot{Z}_{\text{н}} + Z_{\text{в}}). \quad (1.10)$$

Рассматривая (1.8) и (1.10), можно выделить три характерных случая:

1) $Z_{\text{н}} = Z_{\text{в}}$; $\Gamma_{\text{н}} = 0$. В линии без потерь, нагруженной на сопротивление, равное волновому, отраженные волны отсутствуют;

2) $Z_{\text{н}} = 0$; $\Gamma_{\text{н}} = -1$. При коротком замыкании линии отраженная волна напряжения по амплитуде равна падающей и находится в противофазе с ней, а коэффициент отражения равен минус единице;

3) $Z_{\text{н}} = \infty$; $\Gamma_{\text{н}} = 1$. При разомкнутой линии отраженная волна напряжения равна падающей и синфазна с ней, а коэффициент отражения равен плюс единице.

Математическим аппаратом теоретического анализа цепей МД и их соединений являются матричные и топологические методы, причем для матричного описания устройства МД могут использоваться различные системы параметров (Z, Y, A, G, H, T, S), между которыми существует однозначная связь. Наличие такой связи делает, строго говоря, выбор той или иной системы параметров для описания устройства МД непринципиальным. Однако широкое применение на практике нашли далеко не все эти параметры. Связано это с рядом обстоятельств и, в первую очередь, с возможностью экспериментального определения и физической интерпретации используемых параметров. При теоретическом анализе и расчетах разнообразных устройств МД и их соединений наиболее предпочтительным оказалось применение системы S -параметров, являющихся элементами матрицы рассеяния, описывающей анализируемое устройство или соединение. При анализе устройств МД топологическими методами (методом ориентированных графов) для описания графов также преимущественно используются S -параметры.

Сложные линейные устройства МД, а также электронные приборы при достаточно малых сигналах (линейный режим) могут быть представлены

эквивалентной схемой линейного четырехполюсника (рисунок 1.2). В этом случае исследуемое устройство или прибор рассматривается как «черный ящик» с входными и выходными линиями передачи.

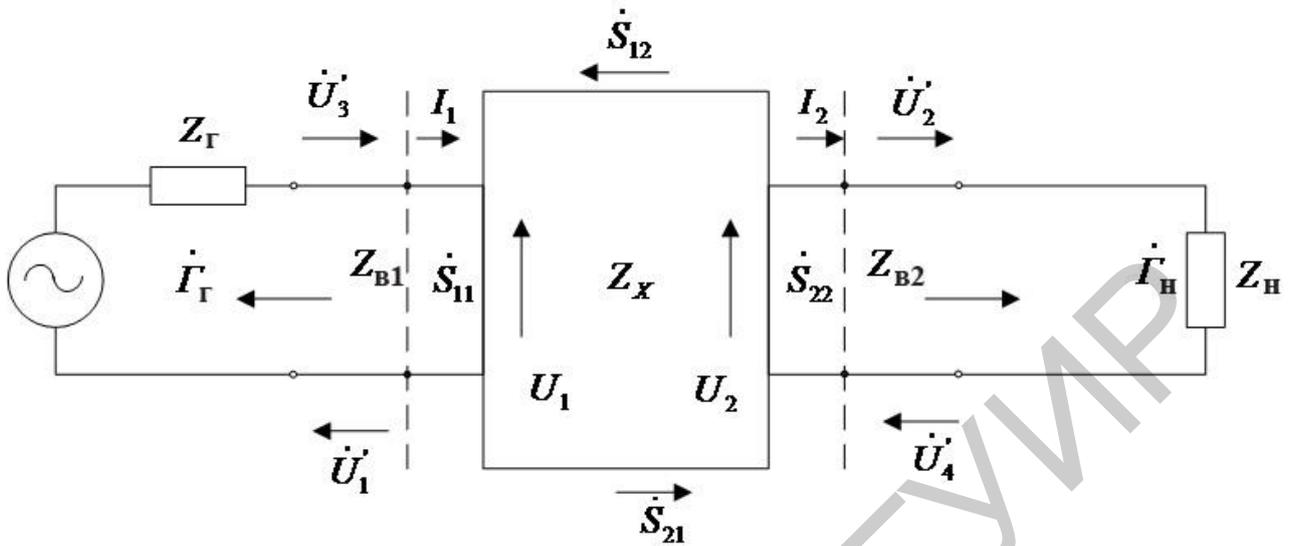


Рисунок 1.2 – Эквивалентная схема линейного четырехполюсника

Свойства четырехполюсника полностью оцениваются четырьмя комплексными параметрами, измеряемыми на его внешних входах. Традиционно к таким параметрам принято относить коэффициенты передачи (прямой и обратный), определяемые отношениями сигналов на входе и выходе четырехполюсника, и коэффициенты отражения (на входе и выходе), определяемые отношениями сигналов падающей и отраженной волн.

В системе S -параметров входные и выходные волны приведенных напряжений связаны зависимостями:

$$\dot{U}'_1 = \dot{S}_{11}\dot{U}'_3 + \dot{S}_{12}\dot{U}'_4, \quad (1.11)$$

$$\dot{U}'_2 = \dot{S}_{21}\dot{U}'_3 + \dot{S}_{22}\dot{U}'_4. \quad (1.12)$$

Под приведенными напряжениями ($\dot{U}'_1 - \dot{U}'_4$) понимается их истинное значение, деленное на $\sqrt{Z_B}$.

Входящие в уравнения (1.11) и (1.12) комплексные коэффициенты (S -параметры) экспериментально определяются в условиях согласования генератора и нагрузки (нет отраженных и других сигналов, кроме сигнала генератора). В этом случае коэффициенты отражения входа (\dot{S}_{11}) и выхода (\dot{S}_{22}) четырехполюсника выражаются как

$$\dot{S}_{11} = \dot{U}'_1 / \dot{U}'_3 \Big|_{\dot{U}'_4=0} = \left| \dot{\Gamma}_1 \right| \cdot e^{j\varphi_{11}}, \quad (1.13)$$

$$\dot{S}_{22} = \dot{U}_2 / \dot{U}_4 \Big|_{\dot{U}'_3=0} = \left| \dot{\Gamma}_2 \right| \cdot e^{j\varphi_{22}}. \quad (1.14)$$

Коэффициенты передачи четырехполосников в прямом и обратном направлениях будут равны соответственно

$$\dot{S}_{21} = \dot{U}_2 / \dot{U}_3 \Big|_{\dot{U}'_4=0} = \left| \dot{S}_{21} \right| \cdot e^{j\varphi_{21}}, \quad (1.15)$$

$$\dot{S}_{12} = \dot{U}_1 / \dot{U}_4 \Big|_{\dot{U}'_3=0} = \left| \dot{S}_{12} \right| \cdot e^{j\varphi_{12}}. \quad (1.16)$$

При матричной записи выражений (1.11) и (1.12) S -параметры образуют матрицу, которая получила название матрицы рассеяния четырехполосника.

На практике чаще всего требуется определение модуля коэффициента передачи или ослабления, которое можно определить из выражения

$$A = 20 \lg(U_{\text{пр}} / U_{\text{пад}}), \quad (1.17)$$

где $U_{\text{пр}}, U_{\text{пад}}$ – напряжения проходящей и падающей волны соответственно.

Таким образом, для измерения КСВН или модуля коэффициента отражения необходимо измерить либо амплитуды напряжения в точках максимума и минимума поля, либо отдельно амплитуды напряжения падающей и отраженной волн, а для измерения ослабления – отношение напряжений проходящей и падающей волн.

1.1.2 Основные измерительные задачи по определению параметров устройств микроволнового диапазона

Разнообразие изделий и устройств МД, используемых в современных радиоэлектронных системах, средствах и аппаратуре, предназначенных для работы в различных условиях, на разных типах линий передачи и в различных частотных диапазонах, охватывающих длины волн от дециметра до долей миллиметра, предопределяет многообразие измерительных задач, которые необходимо решать в процессе их создания, исследований и при определении соответствия их параметров и характеристик требованиям спецификаций в процессе промышленного выпуска и эксплуатации.

Измерительные задачи можно условно разбить на шесть основных групп [2]:

- 1 Измерение параметров пассивных линейных устройств МД.
- 2 Измерение параметров нелинейных устройств МД.
- 3 Анализ частотно-избирательных устройств.

4 Измерение параметров сверхширокополосных устройств.

5 Измерение параметров фазированных антенных решеток (ФАР).

6 Измерение параметров полупроводниковых микросборок и интегральных схем.

К обширному классу устройств, наиболее широко используемых в технике МД, в первую очередь следует отнести пассивные линейные устройства МД, не содержащие усилители или источники мощности МД, внешние характеристики которых не зависят от уровня падающей (проходящей) мощности МД (этот уровень, естественно, должен оставаться в определенных границах, например, не превышать пределов электрической прочности входящих элементов). Поэтому к числу наиболее распространенных измерительных задач, связанных с анализом цепей МД, относятся традиционные задачи измерения S -параметров (и производных от них параметров) пассивных линейных устройств МД в соответствующих рабочих диапазонах частот.

Следующую весьма значительную группу устройств МД составляют разнообразные нелинейные устройства МД.

При измерении характеристик нелинейных устройств МД должен быть обеспечен определенный уровень мощности падающих волн $a_k(\omega)$, определяющих режим работы исследуемого устройства, что усложняет измерительную задачу.

С учетом специфики реальных нелинейных устройств МД и возможностей измерительных средств выделяют следующие основные измерительные задачи при анализе нелинейных цепей:

- измерение частотных характеристик S -параметров $S_{ik}(\omega)$ маломощных нелинейных устройств в линейном режиме, то есть при уровнях мощности на входе устройства

$$P_{\text{вх}} \leq (10^{-5} - 10^{-7}) \text{ Вт}; \quad (1.18)$$

- измерение $S_{ij}(\omega)$ полупроводниковых устройств на средних уровнях мощности на их входах

$$P_{\text{вх}} \approx (10^{-3} - 10^{-1}) \text{ Вт}; \quad (1.19)$$

- измерение $S_{ij}(\omega)$ мощных устройств МД при

$$P_{\text{вх}} \geq 1 \text{ Вт}; \quad (1.20)$$

- измерение амплитудных характеристик (определение уровня компрессии)

$$S_{ij}(\omega, a_k) = S(\omega_0, P_{вх}). \quad (1.21)$$

Специфические требования могут возникать при измерениях и анализе частотно-избирательных и сверхширокополосных устройств МД.

Используемые и вновь создаваемые приборы, системы, устройства МД часто включают в себя разнообразные элементы и узлы, которые отличаются либо частотной сверхширокополосностью, либо, наоборот, частотной сверхширокополосностью, что требует соответствующего учета специфики измерительных задач при исследовании их характеристик и соответствующих возможностей используемых измерительных средств.

Обычно к сверхширокополосным устройствам относят те, у которых

$$\frac{\Delta f}{f_H} \leq 10^{-3}, \quad (1.22)$$

а к сверхширокополосным устройствам относят такие, у которых

$$\frac{\Delta f}{f_H} \geq k, \quad (1.23)$$

где Δf – полоса рабочих частот устройства;

f_H – начальная частота рабочей полосы устройства;

k – коэффициент перекрытия рабочей полосы частот, который принимает значения в зависимости от частотной области измерений (например, в сантиметровом диапазоне для $f_H > 1$ ГГц обычно $k \approx 10$, а в коротковолновой части миллиметрового диапазона волн для $f_H > 60$ ГГц $k \approx 1,0-2,5$).

Прогресс в области полупроводниковых технологий и микрополосковых линий передачи привел к созданию полупроводниковых микросборок и интегральных схем МД, работающих на все более высоких частотах. Для анализа и исследования их характеристик широко используют измерители S -параметров с соответствующими системами позиционирования микросборок и адаптерами (зондами-переходниками) для подключения измерителей к выводам микросборок. Такие измерения для обеспечения их достоверности требуют не только разработки и применения специального технологического оборудования и приспособлений, но и разработки соответствующих моделей ошибок, методов и средств калибровки и предполагают наличие соответствующих математических методов и вычислительных возможностей для корректной обработки результатов измерений.

1.2 Анализ методов и средств измерения параметров устройств микроволнового диапазона

Для измерения параметров устройств и цепей МД используются измерительные линии; панорамные измерители модулей коэффициентов отражения и передачи, которые часто называют скалярными анализаторами цепей (САЦ); измерители комплексных значений S -параметров, которые также называют векторными анализаторами цепей (ВАЦ); импульсные рефлектометры.

Методы измерения перечисленных выше приборов основываются на следующих принципах, учитывающих особенности подключения объекта измерения и сигналов, подлежащих обработке:

- 1) анализ картины стоячей волны в линии, в которую включен исследуемый объект;
- 2) разделение и измерение отношения комплексных амплитуд сигналов падающих и отраженных (прошедших) волн;
- 3) импульсное возбуждение линии передачи и измерение параметров сигнала, отраженного от исследуемой нагрузки или неоднородности.

Анализ картины стоячей волны производится с использованием следующих основных методов измерения: поляризационного, подвижного зонда (с помощью измерительной линии), двенадцатиполосника.

Метод измерения параметров цепей с помощью измерительной линии является одним из зондовых методов. Он основан на том, что в узкую щель, прорезанную в верхней стенке волновода, параллельно его оси, помещается зонд. При изменении положения зонда вдоль щели можно получить данные, характеризующие изменение напряженности поля, то есть снять картину распределения поля вдоль волновода. Измерение параметров нагрузок МД (испытываемых устройств) с помощью измерительной линии сводится к сравнению импеданса нагрузки с волновым сопротивлением линии, которое служит эталонным полным сопротивлением. Это сравнение и основано на исследовании картины распределения поля стоячей волны внутри передающего тракта измерительной линии.

Основными недостатками измерительных линий следует считать невозможность проведения одновременных измерений в полосе частот (только в точках частотного диапазона), отсутствие автоматизации и, соответственно, большую трудоемкость и длительность измерений вручную, отсутствие панорамной картины результатов измерений. Трудоемкие измерения по точкам не только неэффективны, но также в значительной степени ограничивают объем информации, которую получает пользователь: можно пропустить резонансы, лежащие между точками, в которых проводятся измерения, и т. п.

Метод двенадцатиполосника [2] является развитием четырехзондового метода измерения комплексных коэффициентов отражения. С помощью двенадцатиполосников всю информацию о параметрах исследуемого объекта получают на основе измерений мощности, выполняемых методом прямых

измерений. Двенадцатиполусный рефлектометр представляет собой шестиканальное устройство, подключенное к генератору МД, четырем измерителям мощности и исследуемому устройству.

К основным достоинствам анализаторов цепей МД на основе двенадцатиполусников следует отнести сравнительную простоту используемой аппаратуры, невысокую стоимость и достаточно высокую точность измерения. Все элементы S -матрицы измеряются одновременно.

Наличие всех элементов, необходимых для построения двенадцатиполусных анализаторов цепей в МД (синфазно-противофазных расщепителей в виде двойных Т-образных тройников, квадратурных расщепителей в виде трехдецибельных направленных ответвителей, измерителей мощности и т. д.), сделало перспективу создания таких измерителей весьма многообещающей.

Однако возникли существенные трудности, связанные с невысокой чувствительностью измерений, сложностью алгоритмов калибровки и измерения (требуются десятки калибровочных измерений, при этом необходимо обеспечить повторяемость измерений, высокую стабильность и разрешающую способность измерителей мощности и т. п.). Указанные обстоятельства пока не позволили анализаторам цепей, построенным на основе метода двенадцатиполусника, получить широкое распространение в качестве панорамных автоматизированных измерителей.

Таким образом, в измерительной практике используются измерительные линии, а приборы на основе двенадцатиполусников изготовлены в единичных экземплярах и используются в основном в крупных метрологических центрах.

Сущность поляризационного метода [3] измерений заключается в преобразовании составляющей напряженности магнитного поля линии передачи в эллиптически поляризованную волну в круглом волноводе и измерении параметров эллипса поляризации, связанных с параметрами измеряемых цепей. Отношение осей эллипса определяет КСВН, а положение осей – фазу коэффициента отражения. В настоящее время из-за отсутствия автоматизации поляризационный метод морально устарел и сейчас не используется.

Разделение и измерение отношения комплексных амплитуд сигналов падающих и отраженных (прошедших) волн производится с использованием рефлектометрических методов.

Суть рефлектометрического метода заключается в получении информации об S -параметрах измеряемых устройств с помощью рефлектометров на направленных ответвителях, ориентированных на падающие и отраженные от измеряемого устройства (и/или прошедшие через него) волны. По величине отношения амплитуд выделяемых волн (отраженной и падающей или прошедшей и падающей) определяют соответственно значения коэффициентов отражения или КСВН и передачи (ослабления).

Типичный рефлектометр представляет собой два соединенных между собой направленных ответвителя, один из которых ориентирован на падающую

волну, идущую от источника сигнала, а другой – на волну, отраженную от исследуемого устройства. На выходах вторичных каналов направленных ответвителей включены детекторные устройства.

Сейчас рефлектометрические методы являются основными и используются для построения как САЦ, так и ВАЦ.

В зависимости от характера выходных сигналов первичных преобразователей все возможные методы измерения S -параметров и соответственно структуры ВАЦ подразделяются на две большие группы:

1 Методы с детектированием интерференционного сигнала МД, полученного первоначально от одного источника сигнала и расщепленного далее в тракте МД анализатора на опорный и измерительный сигналы. Эти методы являются основой для построения гомодинных ВАЦ.

2 Методы с преобразованием частоты измерительного и опорного сигналов, имеющих разные частоты и полученных от разных источников. При этом источник измерительного сигнала принято называть измерительным генератором, а источник опорного сигнала (другой частоты) – гетеродином. Первичными преобразователями ВАЦ, реализующих эти методы, являются уже не детекторы, а смесители, с помощью которых информация о значениях измеряемых S -параметров переносится из диапазона МД в диапазон промежуточных (низких) частот. Эти методы принято также называть методами с переносом частоты и они являются основой построения гетеродинных ВАЦ.

В схемах гомодинных анализаторов цепей МД могут использоваться различные виды модуляции опорного или измерительного сигналов (амплитудная, частотная, фазовая или манипуляция), применяются различные виды модуляции одновременно и опорного и измерительного сигналов. Известны схемы, в которых модуляция опорного и измерительного сигналов вообще отсутствует, а обработка информации об измеряемых S -параметрах осуществляется на постоянном токе.

Наряду с частотными методами для определения параметров цепей МД используют методы измерения во временной области, когда для получения частотных характеристик параметров рассеяния устройства сначала выполняются измерения во временной области, а затем с помощью частотно-временных преобразований (обычно на основе дискретного преобразования Фурье с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье) полученные результаты трансформируются в частотную область. Такие методы измерений существенно отличаются от классического метода измерений этих параметров на непрерывном сигнале. Приборы для автоматического определения параметров электрических цепей на основе временных измерений называют измерителями временных характеристик (ИВХ).

Параметры исследуемого устройства измеряются путем сравнения тестового сигнала с сигналом, преобразованным объектом измерения. В качестве тестовых сигналов при использовании этого метода используют короткие импульсы или перепады напряжения длительностью 20–30 пс. Спектр

таких сигналов простирается от 0 до 26–30 ГГц, то есть такие измерения являются широкополосными.

Основными структурными элементами измерительной схемы ИВХ являются:

- импульсный генератор, который должен иметь достаточный диапазон регулировки амплитуды импульсов;

- стробоскопический осциллограф, выполняющий роль приемника временных сигналов с полосой пропускания, достаточной для охвата всего диапазона частот;

- компьютер, необходимый для выполнения математических вычислений, осуществляющих переход от временной области к частотной с использованием дискретного преобразования Фурье.

Подобные стробоскопические системы используют не только для измерения S -параметров сверхширокополосных цепей МД, но и для решения ряда измерительных задач антенных измерений, например, для измерения диаграмм направленности антенн при отсутствии безэховых камер, для определения эффективной поверхности рассеяния объектов в свободном пространстве и др.

Применение временных методов и измерительных систем на их основе привлекает пользователей относительной простотой схем измерений. Данные методы измерений S -параметров в настоящее время в основном используются в диапазоне частот до 30 ГГц.

Проведенный анализ методов измерения параметров устройств МД показал, что в настоящее время в измерительной практике в основном используются зондовые (в ИЛ), рефлектометрические (в САЦ), гомодинные и гетеродинные (в ВАЦ) методы.

1.3 Особенности измерений в миллиметровом диапазоне длин волн

В настоящее время достаточно хорошо разработаны методы измерения, которые эффективно используются в сантиметровом участке МД. Однако использование этих методов и средств измерений в миллиметровом диапазоне, особенно в коротковолновой его части, ограничено рядом принципиальных трудностей, обусловленных особенностями этого диапазона.

Особенности миллиметрового диапазона волн в значительной мере влияют на метрологические характеристики средств измерений этого диапазона. Наиболее существенное значение имеют составляющие погрешности, обусловленные:

- 1) допусками на геометрические размеры элементов микроволнового измерительного тракта и фланцевых соединений;

- 2) неточностью установки и нестабильностью частоты испытательных или измерительных сигналов;

3) большой крутизной и «изрезанностью» амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и фазочастотных характеристик (ФЧХ) отдельных элементов и всего тракта в целом.

Например, допуски на геометрические размеры имеют значения порядка десятков микрометра при $\lambda = 4$ мм и единиц микрометра при $\lambda = 1$ мм. В частности можно показать, что для волновода сечением $2,4 \times 1,2$ мм (78–118 ГГц) при заданном значении погрешности измерения фазы $\pm 10^\circ$ допуск на геометрическую длину вдоль оси волновода не должен превышать ± 20 мкм. Такие же значения погрешностей получаются и для аналогичной по размерам нестыковки фланцевых соединений. Поэтому для обеспечения повторяемости результатов калибровки и измерений в миллиметровом диапазоне предъявляются более жесткие требования к компонентам тракта и фланцевым соединениям.

При одинаковой физической длине отрезка волновода и относительной погрешности установки частоты генератора погрешность измерения фазы в миллиметровом диапазоне будет на порядок больше, чем в сантиметровом диапазоне. Поэтому для обеспечения приемлемых метрологических характеристик анализаторов цепей миллиметрового диапазона необходимо, чтобы относительная погрешность установки и отсчета частоты генератора не превышала $\pm(0,1-0,2)$ %.

Жесткие требования к частотным параметрам генератора обусловлены также большой «изрезанностью» и крутизной АЧХ и ФЧХ отдельных элементов и всего измерительного тракта в целом. По этой же причине ужесточаются требования к точности и разрешающей способности устройств обработки измерительной информации.

Перечисленные выше особенности миллиметрового диапазона волн должны учитываться при выборе метода измерения, разработке схем и алгоритмов функционирования анализаторов цепей миллиметрового диапазона, а также при их технической реализации. Этот учет осуществляется путем максимального упрощения структуры микроволнового измерительного тракта, выравнивания электрических длин измерительного и опорных каналов, минимизации количества измерительных преобразователей и каналов обработки измерительной информации, применением высокоточных генераторов качающейся частоты или синтезаторов частоты.

1.4 Обобщенная структурная схема измерителя (анализатора) параметров микроволновых цепей

Обобщенная структурная схема параметров анализатора цепей МД представлена на рисунке 1.3.

Назначение и основные функции блоков анализатора:

1 Генератор качающейся частоты (ГКЧ) – формирование микроволнового измерительного сигнала и управление этим сигналом.

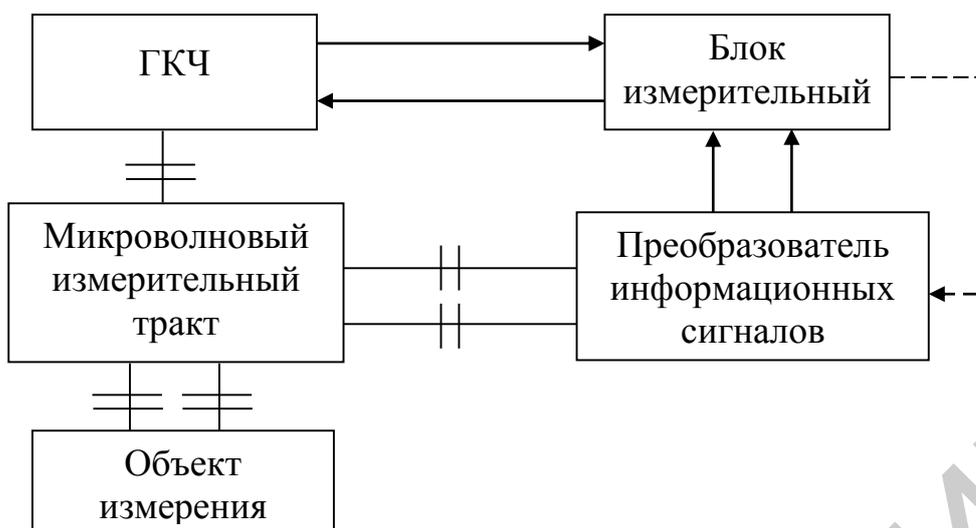


Рисунок 1.3 – Обобщенная структурная схема анализатора цепей МД

2 Микроволновый измерительный тракт – выделение информационных микроволновых измерительных сигналов.

3 Преобразователь информационных сигналов – преобразование информационно-измерительных сигналов из МД в низкочастотный диапазон (в приборах с модуляцией) или в постоянный ток (в приборах без модуляции).

4 Блок измерительный – фильтрация и усиление преобразованных сигналов; функциональные преобразования сигналов; управление процессом измерения; индикация и отсчет результатов измерения.

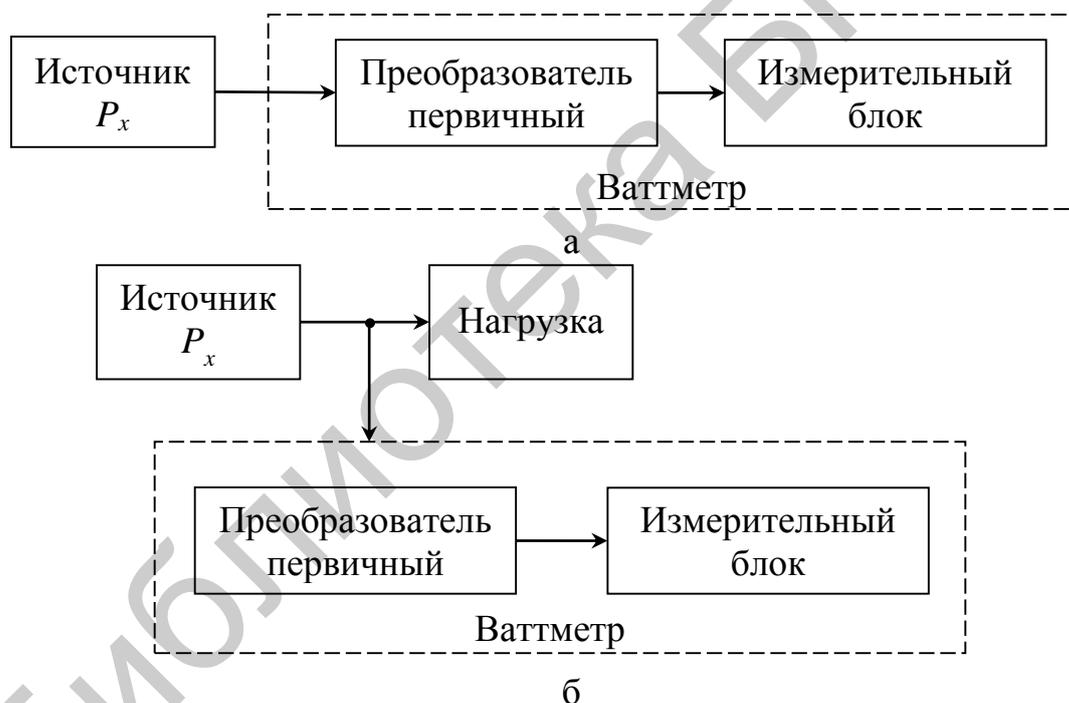
Представленная на рисунке 1.3 схема справедлива как для сантиметрового, так и для миллиметрового диапазона длин волн.

2 ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

2.1 Общая характеристика методов и средств измерения мощности в микроволновом диапазоне

В МД измеряют мощность, поглощаемую согласованной нагрузкой, или мощность, проходящую по коаксиальной или волноводной линии передачи к произвольной нагрузке. В соответствии с этим различают методы измерения и ваттметры поглощаемой и проходящей мощности. Принципиальное различие между ваттметрами этих групп заключается в способе включения их в линию передачи.

Ваттметры поглощающей мощности представляют собой эквивалент оконечной согласованной нагрузки и включаются на конце тракта МД. Ваттметры проходящей мощности включают в разрыв тракта, между источником мощности и нагрузкой. Типовые схемы включения данных ваттметров в передающий тракт показаны на рисунке 2.1.



а – при измерении поглощаемой мощности;
б – при измерении проходящей мощности

Рисунок 2.1 – Схемы включения ваттметров в передающий тракт

Конструктивно большинство ваттметров МД выполняют в виде двух отдельных узлов – первичного измерительного преобразователя (или комплекта преобразователей) и измерительного блока (см. рисунок 2.1). Первичный измерительный преобразователь осуществляет преобразование электромагнитной энергии в другой вид энергии, доступной для прямого

измерения. Измерительный блок включает в себя измерительное и отсчетное устройства.

Измерительное устройство содержит узлы и элементы, преобразующие выходной сигнал преобразователя в сигнал, удобный для измерения и индикации и пропорциональный измеряемой мощности, а отсчетное устройство индицирует (отображает) значение измеряемой мощности в аналоговом или цифровом виде. При аналоговой индикации отсчетное устройство представляет собой аналоговый измерительный прибор, шкала которого градуирована в единицах измеряемой мощности. А при цифровой индикации – аналогово-цифровой преобразователь с цифровым индикатором, высвечивающим численное значение мощности.

При этом к измерительному блоку предъявляются особые требования, связанные с постоянством коэффициента преобразования в рабочих условиях эксплуатации, малой инерционностью, малой нестабильностью показаний, удобным ручным и (или) автоматическим управлением.

Одним из основных требований, предъявляемых к преобразователям всех типов, является качество согласования их входного импеданса с волноводным сопротивлением передающего тракта. При отсутствии согласования часть измеряемой мощности отражается от входа преобразователя и является источником методической погрешности измерения мощности. Качество согласования принято оценивать значениями коэффициента отражения или КСВН.

К основным характеристикам ваттметров относят основную погрешность измерения, диапазон частот, диапазон измеряемых уровней мощности (динамический диапазон измерений), тип тракта, коэффициент преобразования СВЧ преобразователей, входное сопротивление (параметры согласования с трактом).

По способу преобразования вся совокупность существующих методов измерения мощности в МД подразделяется на тепловые, электронные и пондеромоторные. При этом среди тепловых методов измерения выделяют калориметрический, термоэлектрический и метод термосопротивлений, а среди электронных – метод вольтметра и метод с использованием эффекта «горячих» носителей тока.

Несмотря на кажущееся разнообразие методов измерения, все они основаны на фундаментальных физических законах и сводятся к преобразованию энергии электромагнитных колебаний в другой вид энергии, доступный для измерения. Каждый из используемых методов имеет свои особенности, преимущества и недостатки, а также определенные области наиболее эффективного применения.

Сравнительная характеристика методов и средств измерений мощности в МД [4] приведена в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Характеристики методов измерения мощности в МД

Метод	Уровень измеряемой мощности	Относительная погрешность, %	Постоянная времени, с
I. Тепловой			
1. Статический калориметр	100 мкВт–1 кВт	0,5–3	до 10 ²
2. Проточный калориметр	1–10 Вт	2–5	1–100
3. Терморезисторы:			
термисторный	10 ⁻⁶ –10 ⁻² Вт	1–5	1
пленочный	10 ⁻³ –10 ⁻¹ Вт	2–5	5–10
4. Термопары:			
прямого подогрева	10 ⁻³ –10 ⁻¹ Вт	2 (до 18 ГГц)	0,1
косвенного подогрева	10 ⁻³ –10 ⁻¹ Вт	2 (до 40 ГГц)	1–5
II. Электронный			
1. Вакуумный диод	20 мВт–200 Вт	10–20 (до 2,5 ГГц)	10 ⁻³
2. Кристаллический диод	10 ⁻⁶ –10 ⁻³ Вт	5–20 (до 40 ГГц)	10 ⁻⁶
3. На эффекте Холла	10 ⁻³ –10 ⁻¹ Вт	10–20 (до 2,5 ГГц)	10 ⁻¹⁰
III. Пондеромоторный			
1. Давление излучения	10–50 мВт	5 (3–40 ГГц)	30
2. Крутильный	10–200 Вт	2–3 (до 10 ГГц)	2

Существующие в настоящее время методы и средства позволяют измерять мощности радиоэлектронных средств от долей микроватт до единиц киловатт в широком диапазоне частот и с приемлемыми характеристиками точности.

2.2 Измерение поглощаемой мощности

2.2.1 Тепловые методы

2.2.1.1 Общая характеристика тепловых методов

Наибольшее распространение на практике получили приборы, работающие на основе тепловых методов измерения поглощаемой СВЧ мощности [4–6].

Группа этих методов основана на преобразовании СВЧ энергии в тепловую с последующим измерением количества выделенного тепла в рабочем теле преобразователя (совокупность элементов, рассеивающих СВЧ мощность). В общем случае измерители мощности, основанные на использовании данного метода, должны содержать СВЧ нагрузку, нагрузку для постоянного (или переменного) тока, преобразователь тепловой энергии в

электрический сигнал, индикатор преобразованного сигнала и калиброванный по мощности источник постоянного или переменного тока. Ваттметры могут также включать в себя и другие вспомогательные узлы, некоторые из них могут быть объединены. Например, в методе термосопротивлений СВЧ нагрузка, нагрузка постоянного тока и преобразователь тепловой энергии в электрический сигнал выполнены на одном элементе – термосопротивлении.

В основе всех тепловых методов лежит следующее уравнение:

$$P_{\text{ср}} = \frac{Q_T}{t} = \frac{C_t^\circ \cdot \theta}{t}, \quad (2.1)$$

где Q_T – количество теплоты, Дж;

C_t° – теплоемкость рабочего тела преобразователя, Дж/°С;

θ – приращение температуры рабочего тела преобразователя;

t – время, с.

Из выражения (2.1) следует, что количество теплоты, выделенное в рабочем теле преобразователя за единицу времени, однозначно характеризует измеряемую среднюю мощность СВЧ сигнала. При этом следует оговориться, что выражение (2.1) справедливо лишь для идеального случая, когда вся теплота идет на повышение температуры рабочего тела, то есть, когда нет излучений теплоты в окружающую среду. Поэтому при точных измерениях требуется учитывать, что температура рабочего тела в разных точках неодинакова, а теплоемкость не является величиной постоянной в диапазоне температур. Чтобы уменьшить или исключить зависимость результата измерений от тепловых характеристик рабочего тела преобразователя, используют принципы замещения, сравнения и калибровку рабочего тела известной мощностью постоянного или переменного тока низкой частоты.

Сущность принципа замещения заключается в том, что в рабочем теле преобразователя вручную или автоматически СВЧ мощность замещается известной мощностью постоянного или переменного тока низкой частоты. При этом допускают, что замещающая мощность и мощность СВЧ в рабочем теле создают одинаковый тепловой эффект. В процессе подготовки таких приборов к измерениям рабочее тело преобразователя разогревается постоянным (или переменным) током до определенного теплового состояния. После подачи СВЧ сигнала мощность постоянного (или переменного) тока уменьшают настолько, чтобы тепловое состояние рабочего тела осталось неизменным. Таким образом, измерение СВЧ мощности при использовании принципа замещения сводят к измерению изменения мощности замещения. Поскольку рабочее тело находится при постоянной температуре, исключаются трудности измерений, связанные главным образом с тепловыми характеристиками рабочего тела.

Принцип сравнения заключается в сравнении тепловых эффектов, возникающих в результате воздействия измеряемой СВЧ мощности на рабочее тело преобразователя и мощности постоянного или переменного тока низкой

частоты на тело (нагрузку) сравнения. Допускается, что нагрузка сравнения по тепловым характеристикам идентична рабочему телу преобразователя. Поэтому процесс измерения СВЧ мощности сводят к измерению мощности сравнения (мощности постоянного или переменного тока низкой частоты).

Принцип замещения и сравнения применяют в термисторных ваттметрах, калибровку рабочего тела – в термоэлектрических ваттметрах, а в калориметрических – все три рассмотренных принципа.

2.2.1.2 Калориметрические методы и средства измерения мощности

Калориметрический метод является одним из наиболее точных методов измерения мощности на высоких и сверхвысоких частотах. Сущность метода состоит в определении количества тепла, которое выделяется при рассеивании электромагнитной энергии в сопротивлении нагрузки, являющейся составной частью измерителя мощности [3, 4].

Устройство калориметрических ваттметров весьма разнообразно и определяется в основном уровнем измеряемой мощности, диапазоном частот и требуемой точностью. Однако во всех случаях в качестве первичного преобразователя электромагнитной энергии используется калориметр. Все калориметры в зависимости от способа измерения выделяемой теплоты подразделяются на калориметры с переменной или с постоянной температурой.

В калориметрических ваттметрах с переменной температурой термодинамический процесс в рабочем теле преобразователя может быть описан следующим уравнением:

$$P = C_t \cdot \partial\theta/\partial t + \theta/R_{\text{тпл}}, \quad (2.2)$$

где P – мощность, рассеиваемая в рабочем теле преобразователя;

θ – разность температур рабочего тела и окружающей среды;

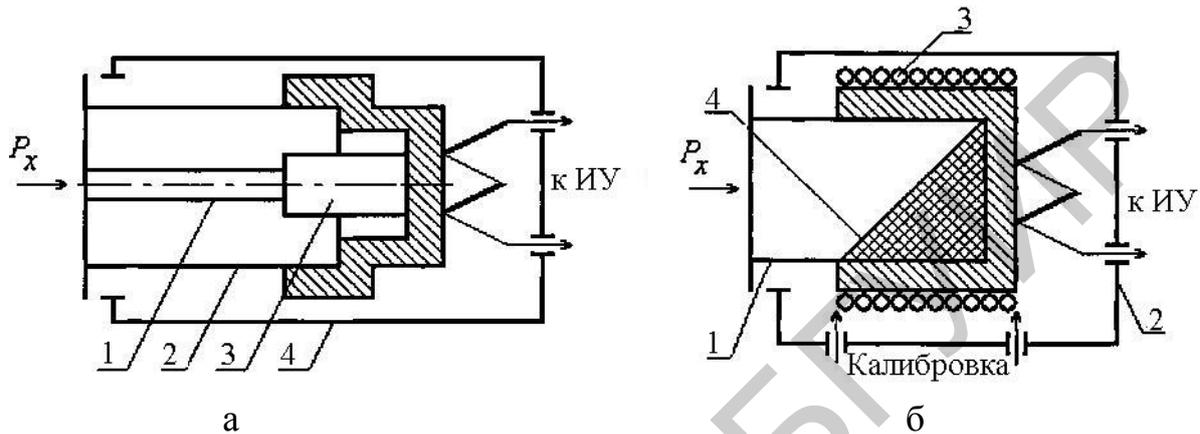
$\partial\theta/\partial t$ – скорость изменения температуры рабочего тела;

$R_{\text{тпл}}$ – тепловое сопротивление между рабочим телом и окружающей средой.

Из выражения (2.2) следует, что по результатам измерения разности температур θ можно вычислить мощность, если известны входящие в данное уравнение постоянные.

По конструктивному исполнению калориметры с переменной температурой подразделяют на статические и проточные. В статических калориметрах рабочее тело преобразователя неподвижно и в процессе измерений СВЧ мощности не изменяет форму и физические свойства. В качестве рабочего тела могут служить как жидкость, так и твердые (объемные или пленочные) поглотители. В первом случае калориметр представляет собой сосуд Дьюара, а калориметры с твердыми поглотителями называют «сухими».

Сухие калориметры наиболее распространены и конструктивно представляют собой коаксиальные (рисунок 2.2, а) или волноводные (рисунок 2.2, б) согласованные нагрузки, в которых повышение температуры рабочего тела измеряется с помощью термопар. Калибровка в таких калориметрах осуществляется постоянным током, который проходит либо непосредственно по нагрузке (СВЧ резистор на рисунке 2.2, а), либо по специальному подогревателю (обмотка 3 на рисунке 2.2, б).



а – коаксиальный: 1 – внутренний проводник; 2 – внешний проводник;
3 – СВЧ резистор; 4 – экран;

б – волноводный: 1 – волновод; 2 – экран; 3 – подогреватель;
4 – поглотитель

Рисунок 2.2 – Схематическое устройство «сухого» калориметра

Вторая группа калориметров – с постоянной температурой – представлена в настоящее время калориметрами с фазовым переходом, компенсационными калориметрами и калориметрами, основанными на методе замещения. Эти приборы отличаются тем, что в процессе измерений температура в калориметрических преобразователях не изменяется.

Компенсационные калориметры характеризуются тем, что в их калориметрической системе одновременно и с одинаковой скоростью протекают процессы выделения и эквивалентного поглощения теплоты. К этой группе относятся приборы, в которых для компенсации положительного теплового эффекта используется явление Пельтье, то есть теплота поглощается «холодными» спаями термопар при прохождении через них постоянного тока. Такие калориметры при соответствующем выполнении калориметрической системы могут иметь высокую точность, и, следовательно, их можно использовать в качестве рабочих эталонов для поверки и калибровки рабочих ваттметров и преобразователей к ним.

Для калориметров, основанных на методе замещения, характерен предварительный подогрев рабочего тела постоянным или переменным током низкой частоты. При подаче СВЧ мощности тепловой режим рабочего тела поддерживают неизменным, уменьшая мощность подогрева, а значение

измеряемой мощности определяют по изменению мощности подогрева. Калориметры, в основу работы которых положен принцип замещения, имеют сравнительно высокую точность измерений. Однако и при замещении не устраняется погрешность, обусловленная неэквивалентностью распределения теплоты вдоль рабочего тела при подведении к нему одинаковых мощностей СВЧ и постоянного тока.

В измерительном устройстве калориметрических ваттметров может быть реализован как метод прямого преобразования путем измерения приращения температуры рабочего тела, так и метод сравнения путем измерения замещающей мощности постоянного или переменного тока. Калориметрические ваттметры прямого преобразования почти не применяются из-за малой чувствительности и низкой точности. Рассмотрим поэтому калориметрический ваттметр с проточным калориметром, реализующий метод сравнения. Структурная схема калориметрического ваттметра представлена на рисунке 2.3.

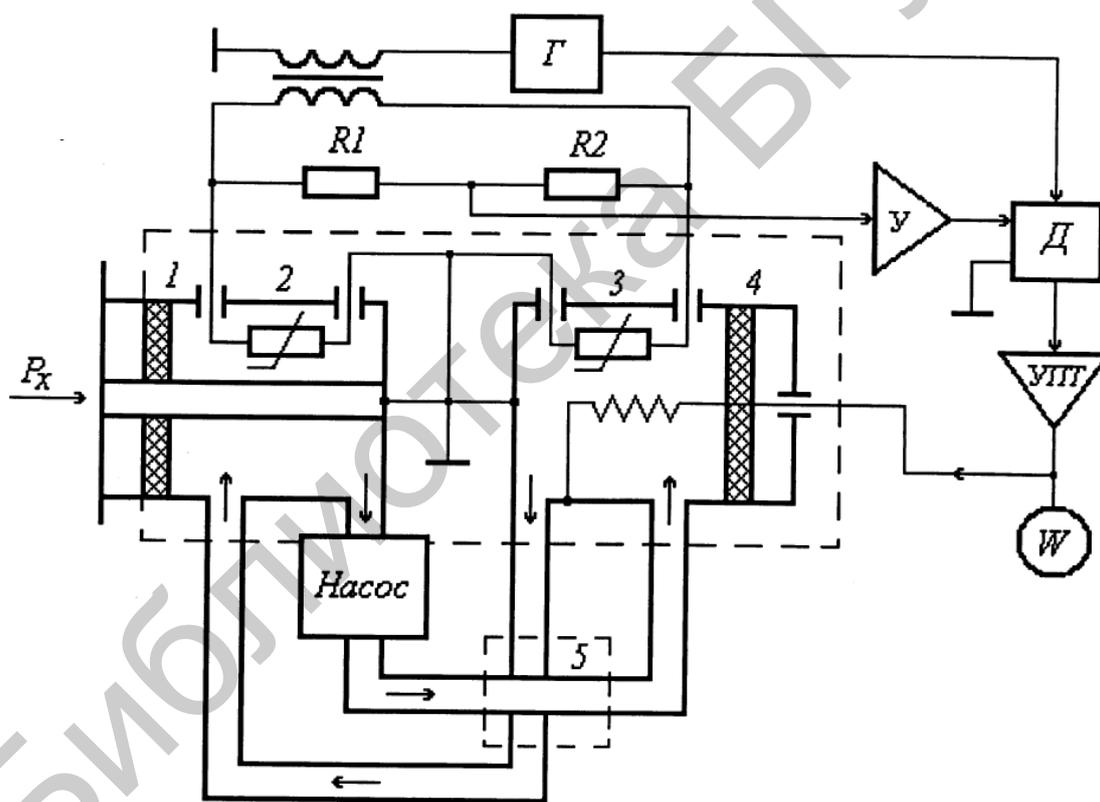


Рисунок 2.3 – Структурная схема калориметрического ваттметра с проточным калориметром

Процесс измерения заключается в сравнении теплового воздействия измеряемой мощности P_x , поступающей в первичный измерительный преобразователь 1, с тепловым воздействием мощности постоянного тока, которая подается в опорную нагрузку 4. При этом процесс измерения замещающей мощности автоматизирован благодаря замкнутой

циркуляционной системе. Рабочая и опорная нагрузки последовательно омываются одним потоком жидкости, причем за счет теплообменника 5 обеспечивается равенство температур жидкости на входах обеих нагрузок. В конструкции нагрузок предусмотрено размещение терморезисторов 2 и 3, которые совместно с резисторами R_1 и R_2 образуют мост, питаемый от генератора низкой частоты (Γ). При отсутствии P_x температура терморезисторов одинакова и мост сбалансирован. После подачи P_x мост выходит из равновесия, и сигнал разбаланса через усилитель переменного тока ($У$) поступает на детектор ($Д$), где преобразуется в постоянное напряжение компенсации. Это напряжение через усилитель постоянного тока ($УПТ$) подается в опорную нагрузку и одновременно измеряется магнитоэлектрическим прибором (W). Сопротивления терморезисторов в результате изменения температуры опорной нагрузки выравниваются, баланс моста восстанавливается, а показание прибора оказывается пропорциональным измеряемому значению мощности P_x .

К основным достоинствам калориметрических ваттметров можно отнести исключительно широкий частотный диапазон, широкие пределы и высокую точность измерений, определяемую в основном погрешностью измерения мощности замещения и параметрами рабочей нагрузки, которые точно известны для каждого ваттметра. К недостаткам калориметрических ваттметров относят большую инерционность (время установления показаний может достигать несколько минут), громоздкость конструкции и сложность в эксплуатации.

2.2.1.3 Термоэлектрические методы и средства измерения мощности

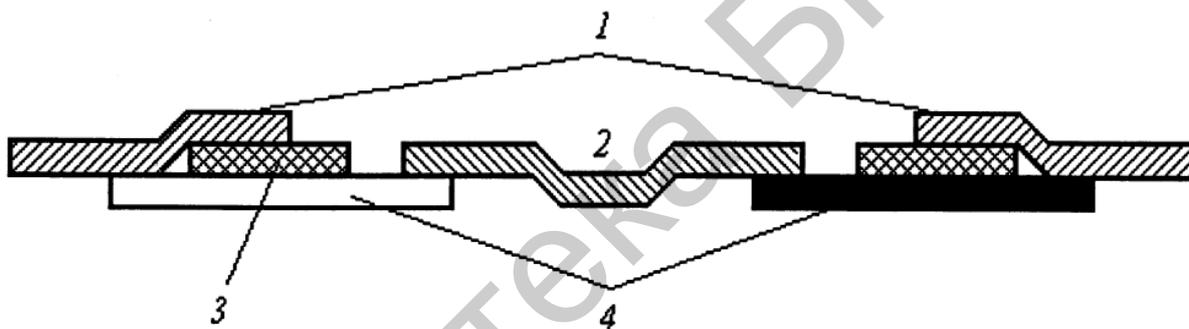
Термоэлектрический метод измерения мощности основан на преобразовании СВЧ энергии в тепловую с помощью высокочастотных термопар и измерении возникающей в результате нагрева термоЭДС, пропорциональной рассеиваемой в термопаре СВЧ мощности. При этом термопары одновременно выполняют функции согласованной СВЧ нагрузки и дифференциального термометра.

По сравнению с рассмотренными ранее методами измерения мощности термоэлектрический метод имеет ряд преимуществ. Во-первых, значение образуемой на выходе термопары термоЭДС практически не зависит от температуры окружающей среды, поэтому термоэлектрические ваттметры не содержат элементов и узлов для температурной компенсации или стабилизации. Во-вторых, термопары не требуют предварительного разогрева, имеют высокую чувствительность и совместно с простым измерительным блоком позволяют реализовать термоэлектрические ваттметры прямого преобразования. Измерительные ваттметры, основанные на использовании данного метода, применяются для измерения малых, средних и частично больших уровней мощности. В настоящее время этот вид ваттметров получил

все большее распространение благодаря эксплуатационным, техническим и метрологическим достоинствам.

Основным элементом, определяющим метрологические характеристики термоэлектрического ваттметра, является приемный преобразователь, представляющий собой коаксиальную или волноводную конструкцию. При этом основным узлом преобразователя является высокочастотная дифференциальная термопара, в основе работы которой лежит явление Зеебека (в замкнутой цепи из разнородных материалов возникает термоЭДС, если места контактов поддерживать при разных температурах). Конструктивно термопара выполняется в виде тонкой металлической пленки, ветви которой наносятся методом вакуумного напыления на слюдяную подложку или стекловолокно.

На рисунке 2.4 представлена термопара, ветви которой стыкуются через резистивный слой. Сопротивление резистивного слоя близко к общему сопротивлению термопары. Благодаря этому удается увеличить толщину слоя ветвей и тем самым повысить их электрическую прочность и стабильность характеристик.



1 – компенсационные проводники; 2 – резистор; 3 – изолятор;
4 – ветви термопары

Рисунок 2.4 – СВЧ термопара с резистивным слоем

Измерение мощности осуществляется в установившемся режиме, когда справедливо уравнение теплового баланса, то есть в единицу времени количество выделяемой в термопаре энергии (тепла) равно количеству энергии, отдаваемой термопарой во внешнюю среду. Теплоотдача термопары постоянна в широком диапазоне температур и поэтому температура нагрева термопары пропорциональна поглощаемой в ней СВЧ мощности.

В преобразователях поглощаемой мощности, как правило, используются две термопары, включенные параллельно по высокой частоте и последовательно по постоянному току (рисунок 2.5). При таком включении обеспечивается более высокая чувствительность термоэлектрического преобразователя и его хорошее согласование с СВЧ трактом.

Поскольку СВЧ мощность, мощность калибровки и выходная термоЭДС прикладываются к одним и тем же цепям термопары, схема термоэлектрического преобразователя содержит развязывающие элементы, в

качестве которых обычно используют разделительные и блокировочные конденсаторы. Для того чтобы конденсаторы мало влияли на согласование преобразователя, их емкость выбирается такой, чтобы реактивное сопротивление конденсаторов $C1$ и $C2$ в рабочем диапазоне частот было значительно меньше активного сопротивления ветвей:

$$R_T/2 \gg (C1 + 2 \cdot C2)/2 \cdot \omega \cdot C1 \cdot C2, \quad (2.3)$$

где R_T – активное сопротивление термопары;
 ω – круговая частота.

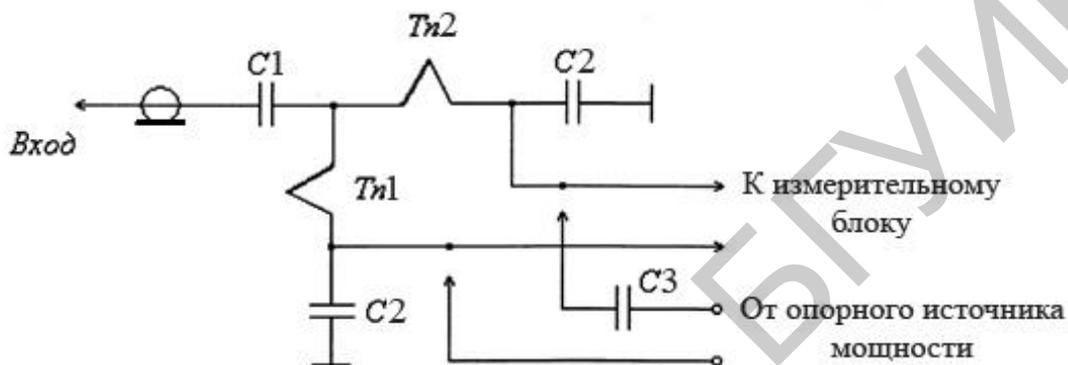


Рисунок 2.5 – Принципиальная электрическая схема термоэлектрического преобразователя

Основной характеристикой термоэлектрического преобразователя является амплитудная характеристика, типичный вид которой представлен на рисунке 2.6. Линейный участок характеристики определяет пределы измерения мощности, причем максимальную линейность имеют характеристики дифференциальных термопар.

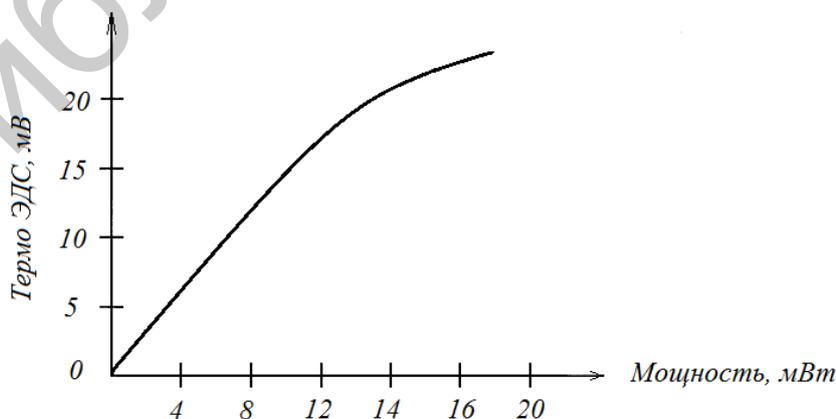


Рисунок 2.6 – Амплитудная характеристика термоэлектрического преобразователя

В качестве измерительного блока в термоэлектрических ваттметрах используют вольтметр постоянного тока, шкала которого проградуирована в значениях измеряемой мощности. Дополнительным функциональным узлом измерительного блока является калибратор мощности. С его помощью производится калибровка ваттметра перед началом работы и после смены преобразователя. Благодаря этому устраняется разброс характеристик.

Основными составляющими погрешности термоэлектрических ваттметров являются: погрешность измерения термоЭДС, погрешность градуировки ваттметра, погрешность вследствие нелинейности характеристик термопреобразователей и погрешность рассогласования. Основной недостаток ваттметров – малые пределы измерения и малая устойчивость к перегрузкам. Современные термоэлектрические ваттметры имеют широкий диапазон частот, значительные пределы измеряемых мощностей, близкий к единице частотный коэффициент эффективности, малое время установления показаний.

На рисунке 2.7 представлен внешний вид современного термоэлектрического ваттметра PM2, имеющего поглощаемую мощность 0,01–37,5 ГГц [7].



Рисунок 2.7– Внешний вид ваттметра

Ваттметр предназначен для измерения мощности синусоидальных СВЧ сигналов и среднего значения мощности импульсно-модулированных СВЧ сигналов в коаксиальных трактах сечением 7,0×3,04 мм (0,01–17,85 ГГц), волноводных трактах сечением 11×5,5 мм (17,44–25,86 ГГц) и 7,2×3,4 мм (25,86–37,5 ГГц).

Ваттметр состоит из измерительного блока и трех преобразователей СВЧ и обеспечивает:

- измерение мощности синусоидальных СВЧ сигналов и среднего значения мощности импульсно-модулированных СВЧ сигналов с

отображением результата: в ваттах (Вт, мВт и мкВт); децибелах относительно уровня мощности 1 милливатт (дБм); децибелах относительно заданного пользователем уровня мощности (дБ);

- ручное, автоматическое или дистанционное управление работой ваттметра;
- автоматическое переключение пределов измерения;
- возможность предварительной записи пользователем в память ваттметра информации о типе используемого преобразователя СВЧ и его калибровочных коэффициентах с целью использования ее в процессе измерения для автоматической коррекции результатов измерения;
- формирование сигнала калибровки преобразователя СВЧ на переменном токе;
- расчет и отображение статистической информации по проведенным измерениям;
- обмен информацией с внешними устройствами через интерфейсы RS-232, USB, КОП;
- возможность установки пользователем опорного уровня мощности при отображении результатов измерения в децибелах;
- компенсацию смещения нуля в автоматическом либо ручном режимах;
- отображение информации об используемом преобразователе СВЧ ваттметра и внешнем аттенуаторе (информация предварительно вводится в память блока измерительного (далее БИ) ваттметра пользователем);
- автоматический учет времени наработки.

Структурная схема ваттметра приведена на рисунке 2.8.

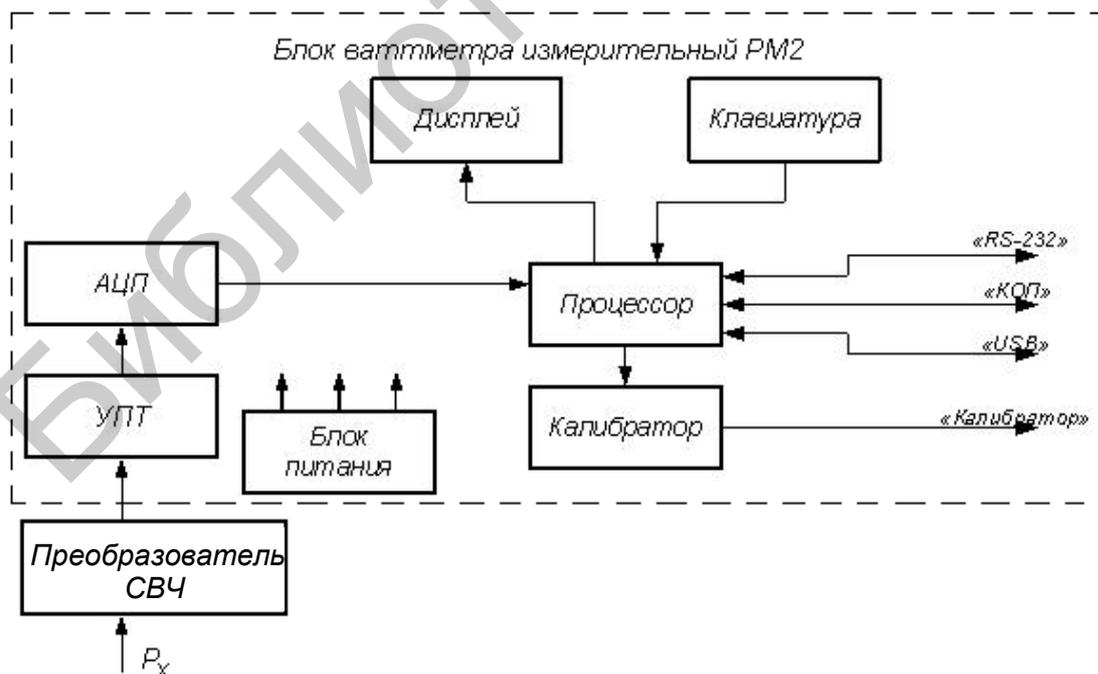


Рисунок 2.8 – Структурная схема ваттметра

В преобразователе СВЧ происходит преобразование мощности входного СВЧ сигнала, подлежащей измерению, в напряжение постоянного тока, пропорциональное величине измеряемой мощности.

Преобразование СВЧ мощности происходит непосредственно в нитевидных термопарах, которые являются СВЧ согласованной нагрузкой, включенной на конце отрезка передающего тракта преобразователя.

Электрическая принципиальная схема преобразователя СВЧ приведена на рисунке 2.9.

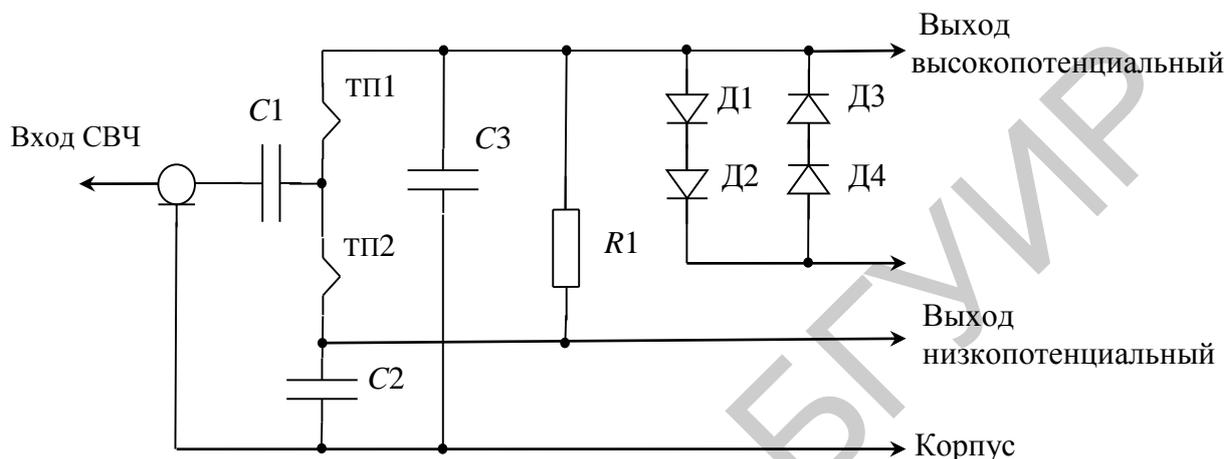


Рисунок 2.9 – Схема электрическая принципиальная преобразователя СВЧ

СВЧ сигнал со входа преобразователя СВЧ через конденсатор C1, смонтированный на конце внутреннего проводника отрезка коаксиальной линии, поступает непосредственно на две последовательно соединенные между собой нитевидные термопары ТП1 и ТП2, где он рассеивается. Напряжение термоЭДС, образуемое в результате нагрева термопар, подается на выход преобразователя. Для исключения взаимного влияния цепи переменного тока высокой частоты и цепи постоянного тока в преобразователе установлены конденсаторы C2 и C3. Диоды Д1–Д4 защищают термопары от прямого воздействия паразитных сигналов, возникающих при различных переходных процессах в ваттметре.

Усилитель постоянного тока усиливает аналоговый измеряемый сигнал, поступающий на вход БИ, до значения, необходимого для устойчивой работы АЦП.

АЦП преобразует напряжение постоянного тока измеряемого сигнала в цифровой код, значение которого пропорционально входному сигналу.

Процессор выполняет следующие основные функции:

– обработку оцифрованных входных измерительных сигналов (фильтрацию, усреднение) и пересчет значений из микровольт (или милливольт) в ватты (или милливольты, микроватты, децибелы) с использованием калибровочных коэффициентов используемого при измерениях преобразователя СВЧ;

- запоминание типа и калибровочных коэффициентов используемого при работе преобразователя СВЧ, которые вводятся пользователем в память процессора с помощью клавиатуры БИ и системного меню;
- компенсацию смещения нуля в автоматическом или ручном режиме;
- установку опорного уровня при индикации результатов измерения в децибелах;
- управление выводом на экран дисплея результатов измерения в микроваттах (или милливаттах, ваттах, децибелах, децибелах относительно уровня мощности 1 милливатт);
- управление выводом на экран дисплея информации об используемом преобразователе СВЧ;
- статистическую обработку результатов измерения;
- реализацию обмена данными по интерфейсам USB, КОП и RS-232, используя входящие в его состав соответствующие контроллеры интерфейсов;
- различные сервисные функции (выбор языка, время наработки и т. д.).

Калибратор формирует высокостабильный сигнал синусоидальной формы частотой 50 МГц, мощностью 1 мВт.

Дисплей (жидкокристаллический индикатор) служит для отображения информации о режимах работы, результатах измерения, данных об используемых преобразователях и т. п.

Клавиатура предназначена для ввода оператором информации в БИ, выбора и изменения оператором режимов работы БИ.

2.2.1.4 Измерение мощности с помощью терморезисторов

Основным методом измерения малых уровней мощности является измерение проводимости терморезисторов при рассеивании на них электромагнитной энергии СВЧ [3–6]. Чтобы терморезистор был хорошо согласован с линией передачи электромагнитных частот, он должен иметь малые размеры. Этим требованиям в должной мере отвечают болометры и термисторы.

Болометр – это терморезистор с положительным температурным коэффициентом. Болометры бывают проволочными и тонкопленочными. Конструкция проволочного болометра показана на рисунке 2.10. Он представляет собой стеклянный вакуумный или наполненный инертным газом баллон, внутри которого впаяна платиновая или вольфрамовая проволока диаметром 1–10 мкм.

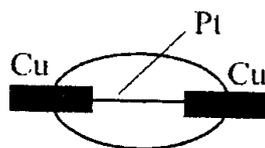


Рисунок 2.10 – Конструкция проволочного болометра

Болометр должен обладать большим сопротивлением, близким к волновому сопротивлению линии передачи. Для повышения теплопроводности выводов их выполняют из меди, серебра или золота. Область применения проволочных болометров ограничена сантиметровыми волнами.

Основной характеристикой болометра является зависимость его сопротивления R от измеряемой мощности и температуры окружающей среды (рисунок 2.11).

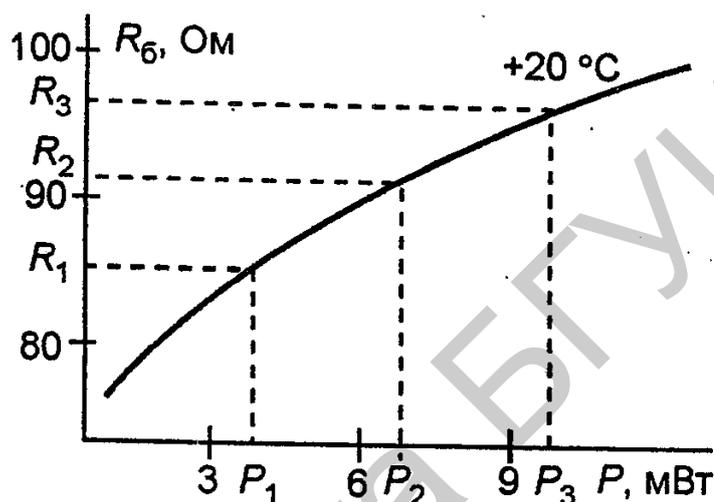


Рисунок 2.11 – Зависимость сопротивления болометра от измеряемой мощности и температуры окружающей среды

Экспериментально установлено, что

$$R = R_0 + \alpha P^\beta, \quad (2.4)$$

где R_0 и R – сопротивление болометра при заданной температуре T_0 и при рассеивании в нем электромагнитной мощности;

α , β – коэффициенты, зависящие от материала и размеров проволоки болометра.

В диапазоне миллиметровых длин волн применяются пленочные болометры. Они выполнены в виде тонкой пленки толщиной от 0,01 до 0,1 мкм, нанесенной в вакууме на подложку из стекла или слюды. Индуктивность пленочных болометров меньше, чем у проволочных, и их проще согласовывать с линией передачи.

Главным недостатком болометров является их зависимость от температуры окружающей среды, что требует применения специальных мер компенсации.

Термистор – это терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Термисторы изготавливают из

полупроводников в виде бусинки или цилиндра (рисунок 2.12). Полупроводники термисторов состоят из смеси окислов меди, кобальта, марганца, титана и др., спекаемой по специальной технологии. Для увеличения проводимости полупроводников в них добавляют порошок меди.

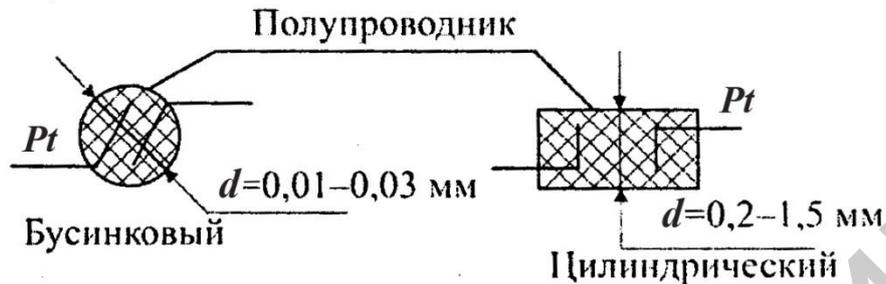


Рисунок 2.12 – Конструкции термисторов

Типичная зависимость сопротивления термистора от рассеиваемой в нем мощности и температуры окружающей среды показана на рисунке 2.13.

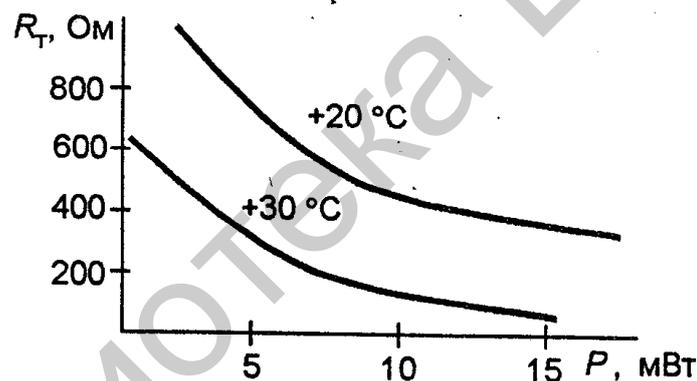


Рисунок 2.13 – Типовая зависимость сопротивления термистора от рассеиваемой в нем мощности

Терморезисторные преобразователи (головки, камеры) служат для размещения и согласования терморезисторов с линией передачи и конструируются на основе отрезков коаксиальных или волноводных линий. В коаксиальном преобразователе (рисунок 2.14) терморезистор или болометр 1 включается в разрыв центрального провода 2. Терморезистор находится в цепи тракта СВЧ и одновременно в цепи постоянного тока. Для развязки таких цепей (для включения в измерительную цепь) предусмотрен высокочастотный дроссель 3 и конструктивный конденсатор 4, образованный внешним проводником коаксиальной линии и короткозамкнутым отрезком.

Измерение приращения сопротивления термистора под действием мощности СВЧ возможно с помощью омметра. Однако такое прямое измерение

сопротивления вносит существенную погрешность в его результат. Более высокая точность измерения мощности СВЧ обеспечивается при использовании термисторов (болометров) в мостовых схемах.

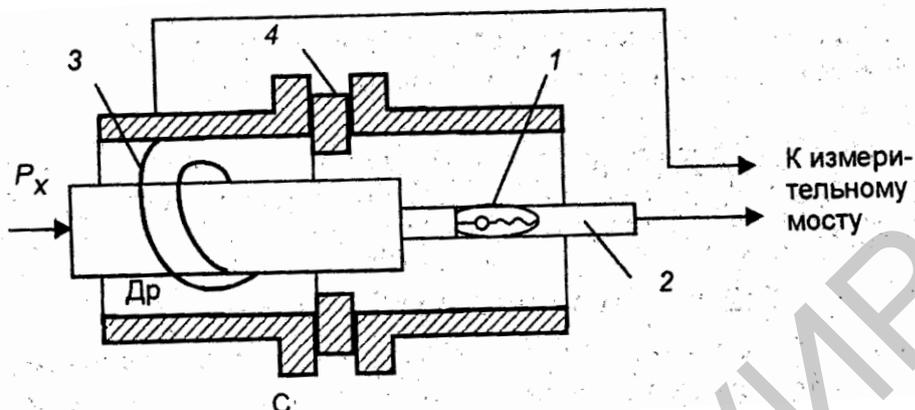


Рисунок 2.14 – Термисторный коаксиальный преобразователь

Электрическая схема мостового измерителя мощности приведена на рисунке 2.15.

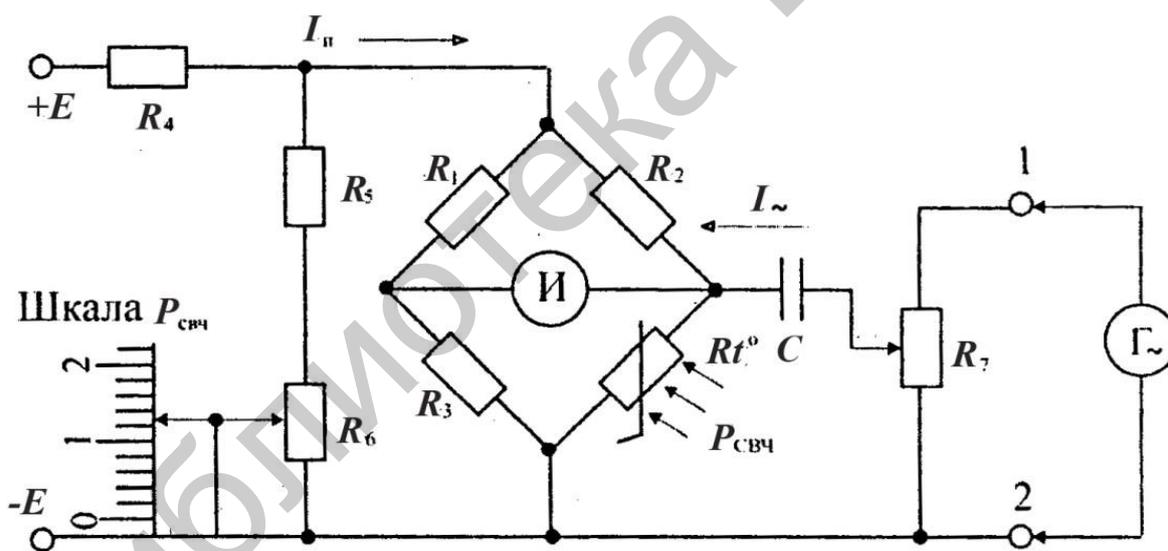


Рисунок 2.15 – Схема мостового измерителя мощности

Процесс измерения мощности СВЧ с помощью мостового измерителя состоит из двух этапов.

На первом этапе производят балансировку мостовой схемы изменением сопротивления резистора R_7 . При этом должны быть подключены источники постоянного тока ($+E$, $-E$), дополнительный генератор переменного тока (G_{\sim}), полностью введено сопротивление резистора R_6 , а облучение мощностью СВЧ термистора отсутствовать ($P_{\text{СВЧ}} = 0$).

Предварительное уравнивание мостовой схемы исключает из результата измерения погрешности, обусловленные изменениями температуры окружающей среды и старением термистора.

На втором этапе отключается генератор Γ и к термистору R_t подводится мощность СВЧ. Исходный режим равновесия мостовой схемы поддерживается неизменным за счет уменьшения мощности постоянного тока $P_{\text{ПТ}}$ таким образом, чтобы сумма рассеиваемых мощностей P_0 оставалась постоянной:

$$P_{\text{СВЧ}} + P_{\text{ПТ}} = P_0, \quad (2.5)$$

где P_0 – мощность, рассеиваемая на термисторе при первом уравнивании.

Из равенства (2.5) следует, что для выполнения условий $P_0 = \text{const}$ мощность постоянного тока $P_{\text{ПТ}}$ должна быть уменьшена на величину

$$\Delta P_{\text{ПТ}} = -P_{\text{СВЧ}}. \quad (2.6)$$

Регулировка мощности $\Delta P_{\text{ПТ}}$ достигается уменьшением сопротивления резистора R_6 , перемещением подвижного контакта которого связано с ползунком отсчетной шкалы мощности $P_{\text{СВЧ}}$.

Изменение мощности СВЧ с применением термисторов сопровождается погрешностями, обусловленными несовершенством метода и мостовых схем. Среди основных причин возникновения погрешностей при использовании мостовых измерителей можно назвать следующие:

- различие в чувствительности термисторов к мощности постоянного тока и мощности СВЧ (из-за наличия поверхностного эффекта);
- потери мощности постоянного тока в соединительных проводах (до термистора) мостовой схемы;
- недостаточная стабильность напряжения источника постоянного тока.

Суммарная погрешность измерения мощности терморезисторными методами составляет $\delta = \pm(1-10) \%$ в зависимости от диапазона частот и условий выполнения измерений.

2.2.2 Электронные методы

Общим для электронных методов является преобразование измеряемой мощности в пропорциональное напряжение постоянного или переменного тока с последующим изменением этого напряжения. Основное достоинство этих методов – малая инерционность, благодаря чему они позволяют прямо измерять значение мощности. В ваттметрах поглощаемой мощности реализуется, как правило, метод вольтметра.

Метод вольтметра, называемый еще методом измерения напряжения на известном сопротивлении, весьма прост и заключается в измерении с помощью вольтметра напряжения на резисторе, включаемом в качестве нагрузки на

конце линии передачи. Так как нагрузка должна быть согласована с линией передачи, имеющей волновое сопротивление W , значение P_x может быть определено по показаниям вольтметра, как

$$P_x = U_{ск}^2 / W. \quad (2.7)$$

Основные трудности при реализации метода и источники погрешностей связаны с конструированием и согласованием нагрузки и детектора вольтметра. Для расширения частотного диапазона детектор конструктивно объединяют с нагрузкой, как схематично показано на рисунке 2.16, снимая напряжение либо со всего резистора, либо с его части. На практике применяют как полупроводниковые, так и вакуумные детекторы (при измерении больших мощностей).

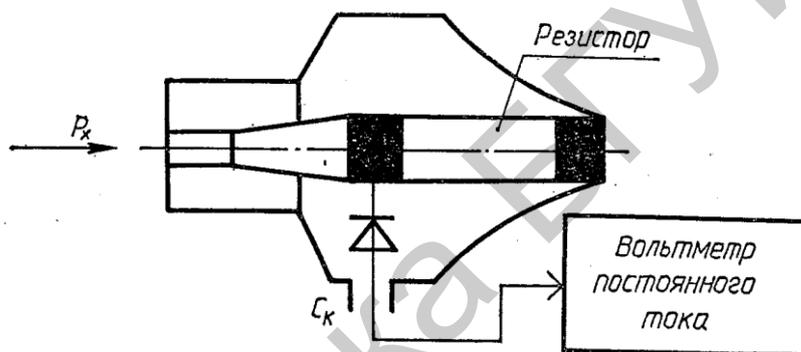


Рисунок 2.16 – Схематическое устройство нагрузки и детектора электронного ваттметра

Полупроводниковые диоды в сочетании с пленочными СВЧ резисторами обеспечивают частотный диапазон ваттметров до десятков гигагерцев.

Основными достоинствами метода являются простота и высокая надежность ваттметров, а также возможность измерения малых и больших значений мощности.

2.3 Измерение проходящей мощности

Под проходящей мощностью понимается мощность, рассеиваемая в реальной нагрузке, имеющей комплексный коэффициент отражения Γ_n . Таким образом, проходящая мощность $P_{пр}$ всегда меньше падающей $P_{пад}$ на значение мощности, отраженной от нагрузки $P_{отр}$:

$$P_{пр} = P_{пад} - P_{отр} = P_{пад}(1 - |\Gamma_n|^2). \quad (2.8)$$

Основным достоинством ваттметров проходящей мощности является возможность контроля $P_{пр}$ без отключения реальной нагрузки. Для этого

первичные преобразователи ваттметров, включаемые в передающий тракт, как показано на рисунке 2.1, б, должны отбирать из тракта лишь незначительную часть мощности и не искажать картину поля в тракте, а также не ухудшать характеристики согласования. Поэтому методы измерения $P_{пр}$ классифицируются не только по способу преобразования электромагнитной энергии, но и по типу первичных преобразователей и способу включения их в линию передачи.

2.3.1 Метод с использованием направленных ответвителей

Направленные ответвители (НО) используются для измерения $P_{пр}$ в ваттметрах поглощаемой мощности. Они включаются во вторичные каналы НО, конструктивно входящих в состав передающего тракта и ориентированных на $P_{пад}$ и $P_{отр}$ (рисунок 2.17).

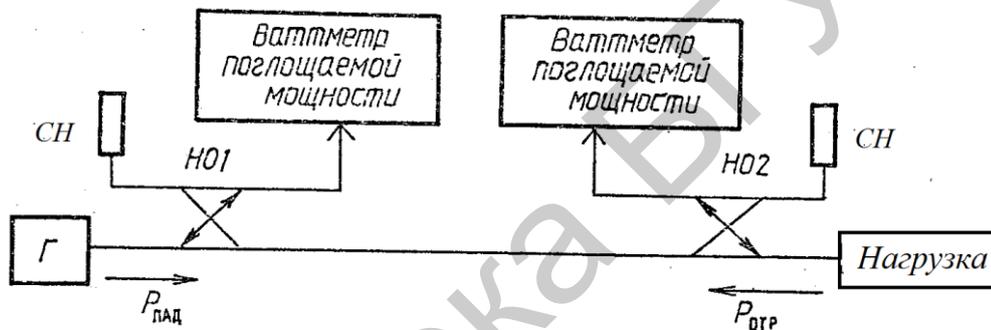


Рисунок 2.17 – Структурная схема ваттметра проходящей мощности на направленных ответвителях

В соответствии со свойствами НО ваттметр во вторичном канале НО1 измеряет мощность P_1 , пропорциональную $P_{пад}$, а ваттметр во вторичном канале НО2 – мощность P_2 , пропорциональную $P_{отр}$. Тогда, согласно (2.8),

$$P_{пр} = \frac{P_1}{S_1} - \frac{P_2}{S_2}, \quad (2.9)$$

где S_1 и S_2 – переходные ослабления НО1 и НО2.

Как правило, $S_1 = S_2 = S$ и

$$P_{пр} = \frac{1}{S} (P_1 - P_2). \quad (2.10)$$

При конструировании НО очень часто выбирают значения S в пределах 0,01–0,001 (20–30 дБ). Поэтому в качестве ваттметров P_1 и P_2 можно использовать любые из рассмотренных ранее ваттметров малых уровней мощности. При практических измерениях можно иметь только один ваттметр,

подключая его поочередно к выходам НО1 и НО2, а свободный выход нагружая на согласованную нагрузку.

Основными достоинствами рассмотренного метода являются возможность использования для измерения больших мощностей ваттметров поглощаемой мощности малого уровня, а также применимость для встроенного контроля $P_{пр}$ в различных радиотехнических устройствах. Недостатки метода: большая погрешность измерений и ограниченный частотный диапазон.

2.3.2 Метод измерения проходящей мощности с использованием преобразователя Холла

Возникновение разности потенциалов E_{AB} в пластинке из полупроводника (рисунок 2.18), по которой в продольном направлении протекает ток I , при помещении ее в магнитное поле с индукцией $B = \mu H$, где μ – магнитная проницаемость пластины, силовые линии магнитного поля которой перпендикулярны направлению тока, называют эффектом Холла [4]. В качестве материала полупроводника в преобразователях Холла обычно применяют германий (Ge). Использование полупроводников типа I_nAs , I_nSb и I_nAsP позволяет получать ЭДС Холла на один-два порядка выше ЭДС на выходе германиевого датчика.

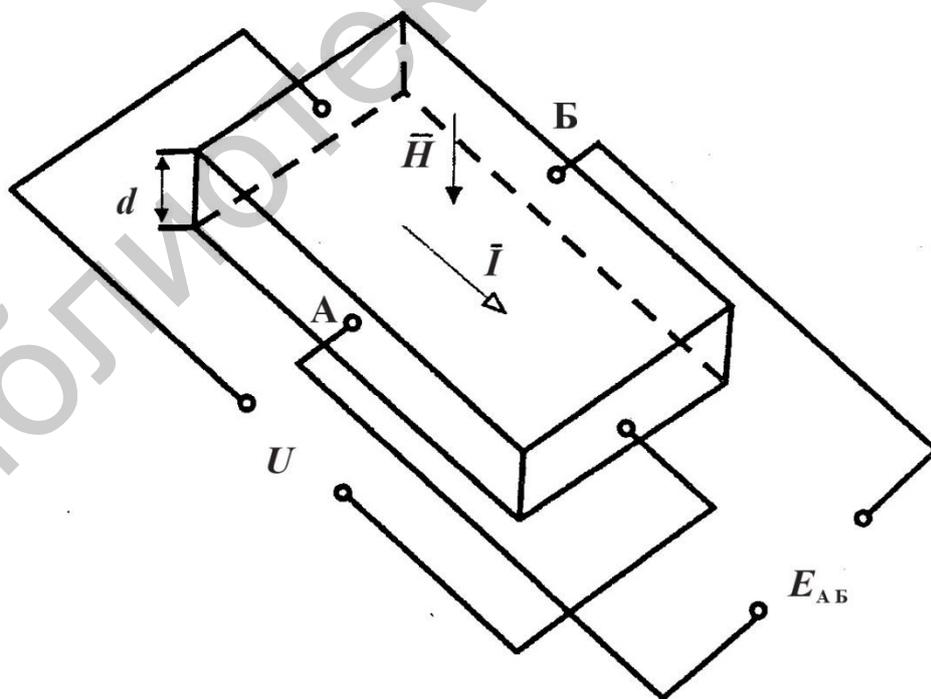


Рисунок 2.18 – Схема преобразователя Холла

В преобразователе Холла возникает поперечная разность потенциалов E_{AB} (ЭДС Холла), если в продольном направлении протекает ток I , а сам преобразователь помещен в магнитное поле с индукцией B , перпендикулярное направлению тока (см. рисунок 2.18). ЭДС Холла связана с параметрами преобразователя зависимостью [4]

$$E_{AB} = \frac{R_x}{d} IB, \quad (2.11)$$

где R_x – постоянная Холла;

d – линейный размер пластины в направлении вектора \vec{B} .

Если преобразователь Холла поместить в переменное электромагнитное поле с синусоидальными компонентами E и H , то через него потечет ток, пропорциональный напряженности электрического поля E . Так как магнитная индукция пропорциональна H , то для выходного напряжения преобразователя Холла можно записать уравнение [4]:

$$U_{AB} = 0,5 \xi EH [\cos \Delta\varphi - \cos(2\omega t + \varphi)], \quad (2.12)$$

где ξ – коэффициент, величина которого зависит от свойств материала датчика;

E и H – модули векторов электромагнитного поля;

$\Delta\varphi$ – разность фаз между составляющими электромагнитного поля;

φ – фазовый сдвиг переменной составляющей U_{AB} .

Как следует из (2.12), выходное напряжение преобразователя Холла имеет две составляющие: постоянную и переменную. Постоянная составляющая напряжения зависит от разности фаз и максимальна при $\Delta\varphi=0$, когда электрический \vec{E} и магнитный \vec{H} векторы находятся в фазе.

Переменная составляющая напряжения U_{AB} , в свою очередь, зависит от фазового сдвига φ и потому размещение преобразователя Холла в волноводе должно быть строго ориентированным.

Таким образом, для измерения мощности электромагнитных колебаний P_x преобразователь Холла помещают в линии передачи так, чтобы электрическая составляющая поля \vec{E} возбуждала ток \vec{I} , а магнитная \vec{H} была направлена перпендикулярно его поверхности (рисунок 2.19). В указанных условиях произведение, согласно теореме Умова – Пойтинга, будет характеризовать плотность потока мощности \vec{P}_x в выбранной точке поперечного сечения поля линии передачи, то есть

$$\vec{E} \vec{H} = \vec{P}_x. \quad (2.13)$$

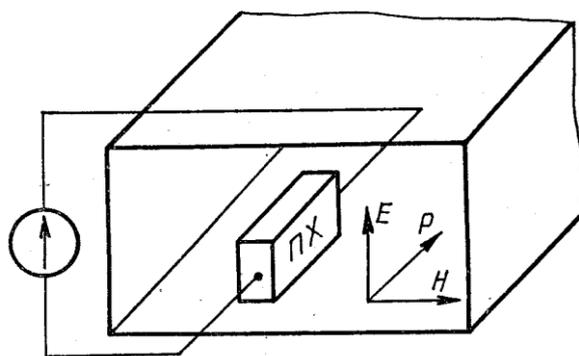


Рисунок 2.19 – Схема размещения преобразователя Холла в волноводном тракте

Последовательно с преобразователем Холла включается измерительный прибор, показания которого будут пропорциональны ЭДС Холла, а следовательно, и средней мощности сигнала, проходящего по волноводу.

Достоинствами ваттметров с преобразователями Холла являются малое потребление мощности, надежность и малая инерционность, сравнительно широкий диапазон частот. Недостатками ваттметров являются зависимость чувствительности от температуры окружающей среды и малый динамический диапазон.

Эти ваттметры в основном используют в качестве приборов, встроенных в аппаратуру, для контроля проходящей средней и импульсной мощностей.

2.3.3 Пондеромоторный метод измерения проходящей мощности

Пондеромоторный метод измерения мощности основан на преобразовании электромагнитной энергии в механическую [3]. Это преобразование в свою очередь использует хорошо известный эффект механического (пондеромоторного) воздействия (давления) электромагнитных волн на стенки линии передачи или на отражающие элементы, расположенные внутри линии. Механическое давление пропорционально модулю, перпендикулярному отражающей поверхности вектора Умова – Пойтинга. Существуют два основных способа практической реализации пондеромоторного метода.

В ваттметрах, использующих первый способ, часть боковой стенки волновода заменяется упругой пластиной – СВЧ мембраной, которая деформируется под воздействием $P_{пр}$. Для измерения степени деформации могут использоваться пьезоэлемент или конденсаторный элемент. При этом верхний предел измеряемых мощностей практически ограничивается только электрической прочностью волновода.

Ваттметры, реализующие второй способ, получили название крутильных. Как видно из рисунка 2.20, конструктивно такой ваттметр представляет собой отрезок волновода, внутри которого помещена металлическая пластинка 1, подвешенная на упругой кварцевой нити 2, а с другой стороны укрепленная на жестком стержне 4, второй конец которого опущен в масляный амортизатор 7. Нить в свою очередь соединяется с осью крутильной головки 3, на которой

нанесены деления в градусах. Согласующая диафрагма 9 компенсирует неоднородность, вносимую пластиной 1. Пластина с помощью крутильной головки располагается под некоторым начальным углом к оси волновода (оптимальным является угол 45°).

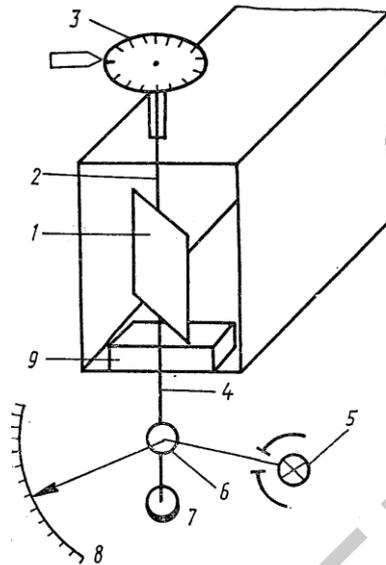


Рисунок 2.20 – Схематическое устройство крутильного ваттметра

Работа прибора основана на измерении вращающего механического момента, испытываемого помещенной в волновод металлической пластиной, при распространении по волноводу СВЧ сигнала.

При отсутствии сигнала СВЧ пластина располагается под некоторым начальным углом к оси волновода, соответствующим нулевой отметке шкалы. При распространении по волноводу волны типа H_{01} пластина образует диполь с электрическим моментом $P=el$, где e – точечный заряд, а l – длина диполя. Возникающая при этом пара сил создает крутящий момент M , поворачивающий пластину 4 на угол θ , пропорциональный измеряемой мощности сигнала:

$$M = PE \sin \theta, \quad (2.14)$$

где E – напряженность электрического поля.

Угол θ фиксируется оптической системой, состоящей из зеркала 6, укрепленного на стержне 4, источника света 5 и шкалы 8. Противодействующий момент создается нитью 2.

Пондеромоторные ваттметры – одни из самых точных измерителей мощности на СВЧ. Для них характерны также широкие пределы измерений (от нескольких милливатт до сотен киловатт), причем приборы не выходят из строя даже при значительных перегрузках. В то же время пондеромоторные ваттметры очень чувствительны к вибрациям и не могут работать в жестких условиях эксплуатации. К недостаткам этих ваттметров также следует отнести сложность механической конструкции и зависимость показаний от частоты, что вызывает необходимость использовать графики частотных поправок.

3 ГЕНЕРАТОРЫ КАЧАЮЩЕЙСЯ ЧАСТОТЫ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

3.1 Классификация и параметры генераторов качающейся частоты

Специализированный вид измерительных генераторов образуют генераторы качающейся частоты (ГКЧ). Они являются источниками гармонических колебаний со специальным (линейным, логарифмическим и т. д.) законом автоматического изменения частоты в пределах заданной полосы качания. Полосы качания Δf определяют как разность конечной f_k и начальной f_n частот, то есть $\Delta f = f_k - f_n$.

Структурная схема ГКЧ содержит источник модулирующего напряжения, задающий генератор, схему формирования частотных меток, выходной блок и цифровой индикатор уровня выходного сигнала (рисунок 3.1). К генераторам качающейся частоты предъявляют достаточно жесткие требования по линейности модуляционной характеристики, постоянству выходного уровня мощности и значению побочной модуляции.

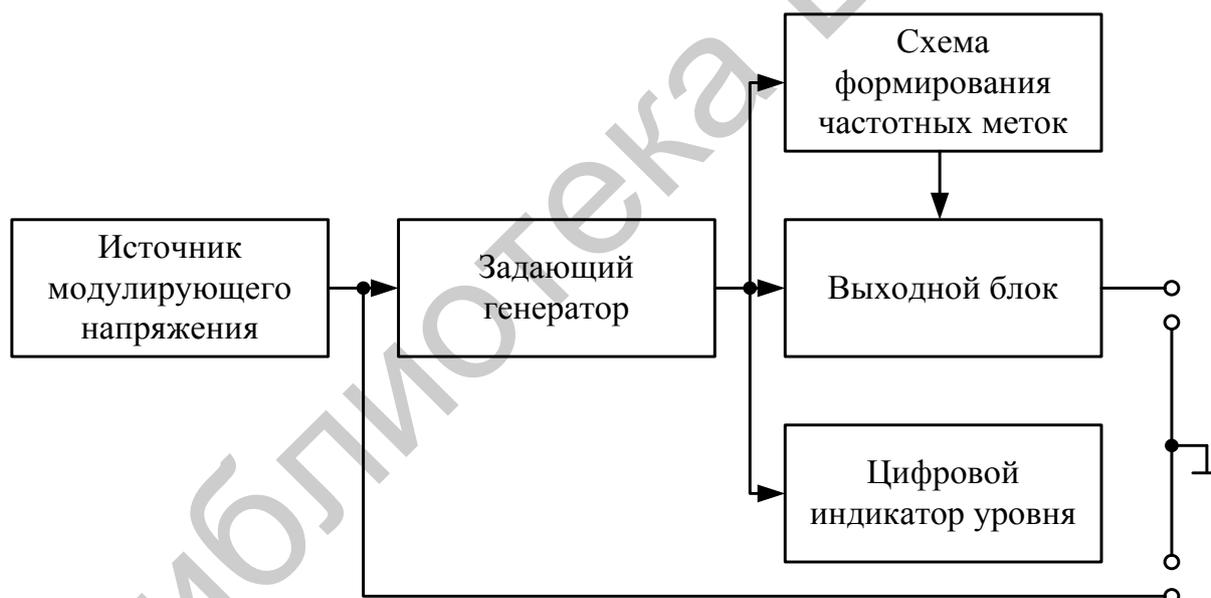


Рисунок 3.1 – Упрощенная структурная схема ГКЧ

ГКЧ характеризуются системой параметров, номенклатура которых определяется их назначением. Это частотные параметры (f -параметры) и параметры выходного напряжения или мощности (соответственно U - или P -параметры). Первые характеризуют диапазон частот генерируемых сигналов, точность установки частоты и ее стабильность. Вторые определяют опорное значение напряжения (мощности), пределы плавного или ступенчатого изменения выходного уровня напряжения (мощности), сопротивление нагрузки (для ВЧ) или КСВН (для МД), а также точность и стабильность установленного

выходного уровня напряжения (мощности). Здесь следует отметить, что точность установки частоты и опорного значения напряжения (мощности), определяемая пределами допускаемых основных погрешностей, характеризует класс точности генератора. Причем он может быть разным по каждому из параметров.

ГКЧ классифицируются по диапазону частот, выходному уровню напряжения (мощности) и виду модуляции. Генераторы МД (свыше 300 МГц) имеют коаксиальный (300 МГц – 18 ГГц) или волноводный (свыше 6 ГГц) выходы. По выходному уровню напряжения (мощности) различают генераторы с калиброванным и некалиброванным уровнями. В ГКЧ чаще всего используются или частотная (FM), или амплитудно-импульсная (PM) модуляции. Ограниченность в видах модуляции объясняется в первую очередь использованием ГКЧ в основном в МД и применяемыми здесь источниками колебаний.

В МД понятия ток и напряжение теряют свой физический смысл, и единственным видом измерений, однозначно характеризующим интенсивность электромагнитных колебаний, становится измерение мощности. Поэтому генераторы МД характеризуются *P*-параметрами.

Характерной особенностью ГКЧ является автоматическое изменение (качение) частоты. Поэтому эти генераторы классифицируются дополнительно и по значению полосы качания частоты: широкополосные (от одного процента до полного частотного диапазона), узкополосные (менее одного процента от максимальной частоты диапазона) и комбинированные.

3.2 Способы построения генераторов качающейся частоты микроволнового диапазона

В ГКЧ качание частоты может быть осуществлено разными способами. Однако унификация элементной базы измерительных генераторов позволила минимизировать число этих способов и они фактически повторяют способы перестройки и модуляции других измерительных генераторов. В качестве источников стабильных сигналов МД в сочетании с непрерывной электрической перестройкой частоты до 5–10 %, а в некоторых случаях до 20 %, можно использовать генераторы на диодах Ганна, лавинно-пролетных диодах, биполярных и полевых транзисторах, диэлектрических и других высокодобротных резонаторах, а также генераторы на электровакуумных приборах (клистронах, лампах обратной волны (ЛОВ) и др.), которые характеризуются еще большим диапазоном перестройки частоты [8–14]. Но с расширением диапазона непрерывной электрической перестройки частоты величина ее стабильности снижается из-за уменьшения величин нагруженной добротности колебательных систем. Поэтому в твердотельных генераторах МД в этом случае для стабилизации частоты используют высокодобротные диэлектрические резонаторы, отсутствие которых хоть и упростит схемы построения, но приведет к упомянутой причине значительного снижения

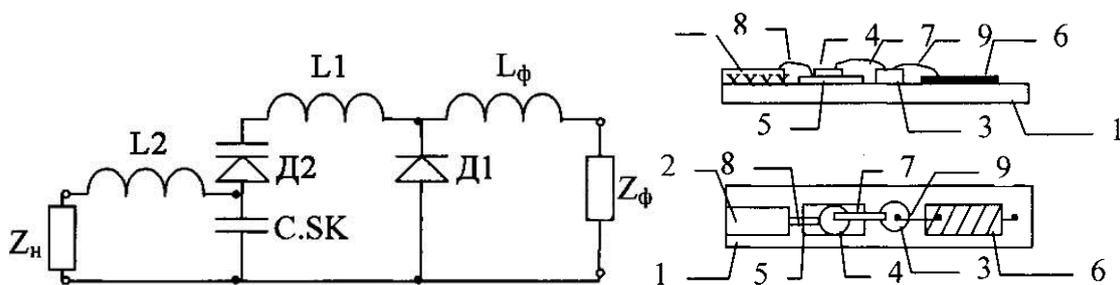
величины стабильности частоты. В последнее время наибольшее распространение получили способы построения ГКЧ на основе генераторов, управляемых по частоте напряжением (ГУН) [14].

3.2.1 Генераторы качающейся частоты на транзисторах

В ГКЧ на транзисторах [8, 9] качание частоты, как правило, осуществляется с помощью варикапов. Все генераторы МД на полупроводниковых приборах отличаются эффективной работой в МД при низких питающих напряжениях и малом уровне шумов. Однако для повышения мощности генераторов МД при сохранности перечисленных достоинств схема генератора усложняется за счет применения нескольких активных полупроводниковых приборов по схеме «генератор – усилитель» или схеме сумматора мощностей. Решением этой проблемы является использование системы спаренных диэлектрических резонаторов и одного полевого транзистора в инверсном режиме включения его питающих напряжений, характеризующегося низким уровнем частотных шумов, обеспечивающего высокую стабильность частоты $\Delta f / f \leq 1 \cdot 10^{-4}$ в интервале температур от минус 60 до плюс 60 °С с выходной мощностью в диапазоне частот 10–12 ГГц более 0,1 Вт при энергопотреблении менее 3 Вт, питающем напряжении 9 В и имеющего минимальную наработку более $5 \cdot 10^3$ ч.

В настоящее время для создания генераторных модулей МД используются методы гибридно-интегральной технологии, и рассматривается возможность перехода к монолитной технологии. Это обеспечит массовость производства, высокую повторяемость параметров, повышение долговечности, надежности и устойчивости изделий к воздействию дестабилизирующих факторов.

Такими примерами являются новые высокотехнологичные конструкции широкодиапазонных, электрически перестраиваемых, малогабаритных, интегральных генераторных модулей МД с повышенной температурной стабильностью частоты, которая была достигнута последовательным включением термокомпенсирующих элементов и варакторов в их резонансные системы без ограничения частотного диапазона работы и ухудшения шумовых характеристик. Один из вариантов их построения показан на рисунке 3.2.



1 – металлическая подложка; 2 – микрополосковая линия (Z_H);
 3 – бескорпусный диод с отрицательным сопротивлением (D_1);
 4 – бескорпусный варактор (D_2); 5 – термокомпенсирующий конденсатор ($C.SK$); 6 – четвертьволновой фильтр цепи питания (Z_Φ);
 7 – частото задающий отрезок проводника (L_1); 8 – отрезок проводника «емкостного» узла связи с нагрузкой (L_2); 9 – отрезок проводника входящей в состав фильтра цепи питания (L_Φ)

Рисунок 3.2 – Вариант построения резонансной системы генераторных модулей МД и их эквивалентная схема

По этой же технологии можно получить генераторы с октавной перестройкой частоты 10–4000 МГц и перестройкой частоты около 20 % (от 4 до 25 ГГц) на основе биполярных и полевых транзисторов.

3.2.2 Ламповые генераторы качающейся частоты

Стабильные клистронные генераторы в настоящее время исследуются и разрабатываются менее интенсивно. Однако большинство ранее разработанных подобных генераторов успешно применяются в радиоэлектронной аппаратуре различного назначения. При этом существует техническая возможность дальнейшей оптимизации клистронов, повышения их качества, надежности и долговечности. Это обусловлено более высокой их устойчивостью к тепловым и радиационным воздействиям по сравнению с твердотельными генераторами и способностью реализовывать более высокие уровни выходной мощности (до 10 Вт) при расширенном диапазоне электронной перестройки в среднем и высокочастотном участках СВЧ диапазона и низких напряжениях резонаторов (менее 500 В).

Последние клистронные генераторы характеризуются миниатюризацией и высокой надежностью при интенсивных внешних дестабилизирующих факторах, что способствовало созданию многих видов радиоэлектронной аппаратуры с высокими техническими данными.

Большее развитие получили генераторы, построенные на лампе обратной волны. Главным их достоинством является то, что схема построения таких генераторов основывается на свойстве генераторной лампы изменять частоту генерируемого сигнала в широких пределах в зависимости от изменения напряжения на замедляющей системе. В генераторах на лампе обратной волны

при этом можно обеспечить непрерывную электрическую перестройку частоты во всем заданном диапазоне, что в твердотельных СВЧ генераторах обеспечивается с большими трудностями, а иногда просто невозможно. Также следует отметить, что данная особенность этих генераторов не препятствует созданию стабильных генераторов: в настоящее время достигается стабильность частоты $\Delta f / f \leq 1 \cdot 10^{-6}$.

Высокостабильные ГКЧ строят, к примеру, по схеме прямого генерирования (прямого управления частотой) с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), что позволяет значительно уменьшить погрешность установки частот и ее нестабильность [11, 12].

На рисунке 3.3 приведена структурная схема генераторного блока ГКЧ, состоящая из источника СВЧ колебаний, блока управления, устройства амплитудной импульсной модуляции выходного сигнала и блока питания. В генераторе обеспечивается автоматизация управления параметрами и режимами работы. Для генерирования СВЧ сигнала применяют ЖИГ генератор или лампу обратной волны с электрической перестройкой частоты в соответствующем диапазоне. Для обеспечения точности при установке частоты используется схема ФАПЧ. Амплитудная импульсная модуляция генератора осуществляется специальным *p-i-n*-модулятором, включенным на выходе СВЧ тракта.

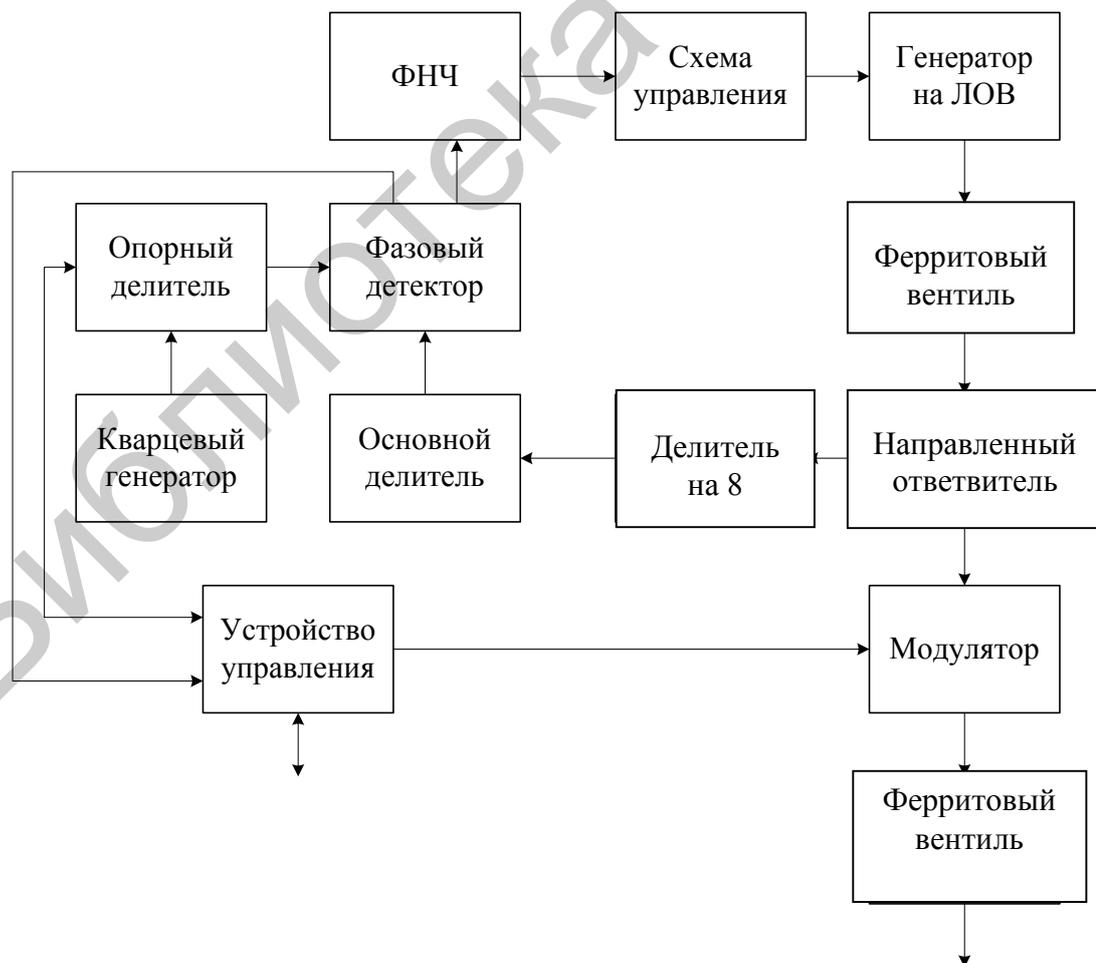


Рисунок 3.3 – Структурная схема генераторного блока ГКЧ

3.2.3 Генераторы качающейся частоты на диодах Ганна

При построении ГКЧ на диодах Ганна изменение частоты удобно вызывать изменением магнитного поля, в которое помещен кристалл железиттриевого граната (ЖИГ), включенный в контур задающего генератора.

Так, например, при предъявлении к генераторам МД высоких требований: широкий диапазон частот (октава и более), достаточная мощность 10–15 мВт, высокая линейность перестройки (нелинейность не более 1 %) и стабильность частоты (нестабильность не более 10^{-5} рабочей частоты) при малых габаритных размерах – им удовлетворяют генераторные головки с ферритовой перестройкой частоты. Генераторная головка представляет собой автогенератор на транзисторе или диоде Ганна. Задающим контуром является виток связи с включенным в него ферритовым резонатором, имеющим высокую добротность и резонансная частота которого линейно зависит от внешнего магнитного поля. Поскольку чаще всего ферритовый резонатор выполняется из железиттриевого граната, такие устройства называют ЖИГ генераторы. Их нижняя граничная частота определяется намагниченностью насыщения ферритового резонатора, а верхняя граничная частота (как транзисторных, так и диодных генераторных головок) и диапазон перестройки ограничены параметрами активных элементов.

Не так давно наблюдалась растущая потребность в твердотельных маломощных генераторах миллиметрового диапазона волн. Частично она удовлетворялась диодами Ганна из арсенида галлия (GaAs) на частотах ниже 50–70 ГГц. Однако низкие уровни выходной мощности и низкие КПД существенно ограничили их применение.

Ситуацию могло бы улучшить использование лавинно-пролетных диодов, но в ряде технических применений этому препятствует сравнительно высокий уровень шума, присущий генераторам на этих элементах. Поэтому по-прежнему оставалась актуальной задача увеличения КПД и выходной мощности, уменьшения фактора шума, повышения рабочей частоты генераторов на диодах Ганна. Улучшение этих характеристик достигалось благодаря новым схемным и конструктивным решениям, применению полупроводниковых элементов с меньшими паразитными реактивностями, а также такого полупроводникового материала, как фосфид индия (InP) [10].

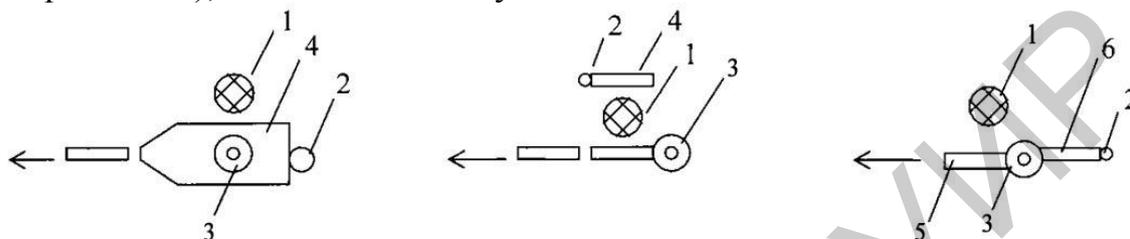
Разработанная технология позволила создать образцы диодов Ганна из InP, эффективно работающие в непрерывном режиме в диапазоне от 30 до 140 ГГц с заметно лучшими параметрами по сравнению с достигнутыми для диодов Ганна из GaAs.

На основе диодов Ганна из InP, работающих в непрерывном режиме в диапазоне 50–70 ГГц, были разработаны перестраиваемые генераторы, ширина полосы перестройки которых в случае применения варактора составила 6,1 %. Причем параметры генераторов на диодах из InP были равны либо превосходили известные для генераторов на диодах Ганна из GaAs. На рисун-

ке 3.4 приведены примеры построения схем генераторов на диодах Ганна с диэлектрическим стабилизирующим резонатором и варакторным диодом.

Для обеспечения высокой стабильности частоты ГКЧ строится по схеме, объединяющей достоинства двух схем построения: прямой генерации частоты и умножения ВЧ [13].

Схема прямой генерации частоты обладает низкими спектральными шумами (насколько это позволяет сделать генерирующий элемент), простой схемой управления и СВЧ трактом. Недостатки: низкая стабильность (особенно долговременная), низкая точность установки частоты.



1 – диэлектрический резонатор; 2 – варактор; 3 – диод Ганна;
4 – металлическая подложка; 5 – микрополосковая линия; 6 – отрезок микрополосковой линии

Рисунок 3.4 – Варианты схем генераторов на диодах Ганна с диэлектрическим стабилизирующим резонатором и варактором

Схемы, построенные на основе умножения частоты, позволяют добиваться очень высокой стабильности и точности установки частоты, но являются очень сложными и дорогостоящими. Кроме того, спектральный шум в таких схемах значительно выше.

Предлагаемая схема объединяет преимущества этих двух вариантов построения и в то же время отличается простой схемой управления и СВЧ трактом, может быть использована для генераторов с верхней границей диапазона частоты вплоть до 57 ГГц и выше (определяется используемым множителем частоты). Схема такого ГКЧ приведена на рисунке 3.5

ЖИГ генератор вырабатывает СВЧ сигнал, ферритовые вентили обеспечивают согласование и развязку между элементами тракта. Шестидецибельный направленный ответвитель направляет часть сигнала (мощностью более 1 мВт) на предварительный делитель частоты 1/8, на выходе которого появляется сигнал с частотой 1–1,6 ГГц. Частота этого сигнала делится дальше до частоты сравнения (в данном случае 66,6 кГц). Термокомпенсированный кварцевый генератор формирует сигнал опорной частоты, который после деления подается на фазовый дискриминатор. Полученный сигнал сравнения фильтруется, а затем подается на схему управления ЖИГ генератором. Таким образом, генератор работает в кольце фазовой автоподстройки частоты. В СВЧ тракте находится модулятор, который обеспечивает амплитудно-импульсную модуляцию сигнала. Сформированный

сигнал в трехсантиметровом диапазоне длин волн подвергается усилению, затем с помощью умножителя из него выделяется третья гармоника, которая усиливается в диапазоне 25–38 ГГц.

Исторически разработчики генераторов в первую очередь полагались на ЖИГ генераторы, отличающиеся широким диапазоном генерируемых частот и малыми фазовыми шумами. ЖИГ генераторы также имеют линейные (и повторяемые) характеристики настройки, что упрощает первоначальную подстройку и захват частоты в системах многопетлевой ФАПЧ. Эти уникальные особенности ЖИГ генераторов в течение длительного времени обеспечили доминирование синтезаторов, сконструированных на их основе.

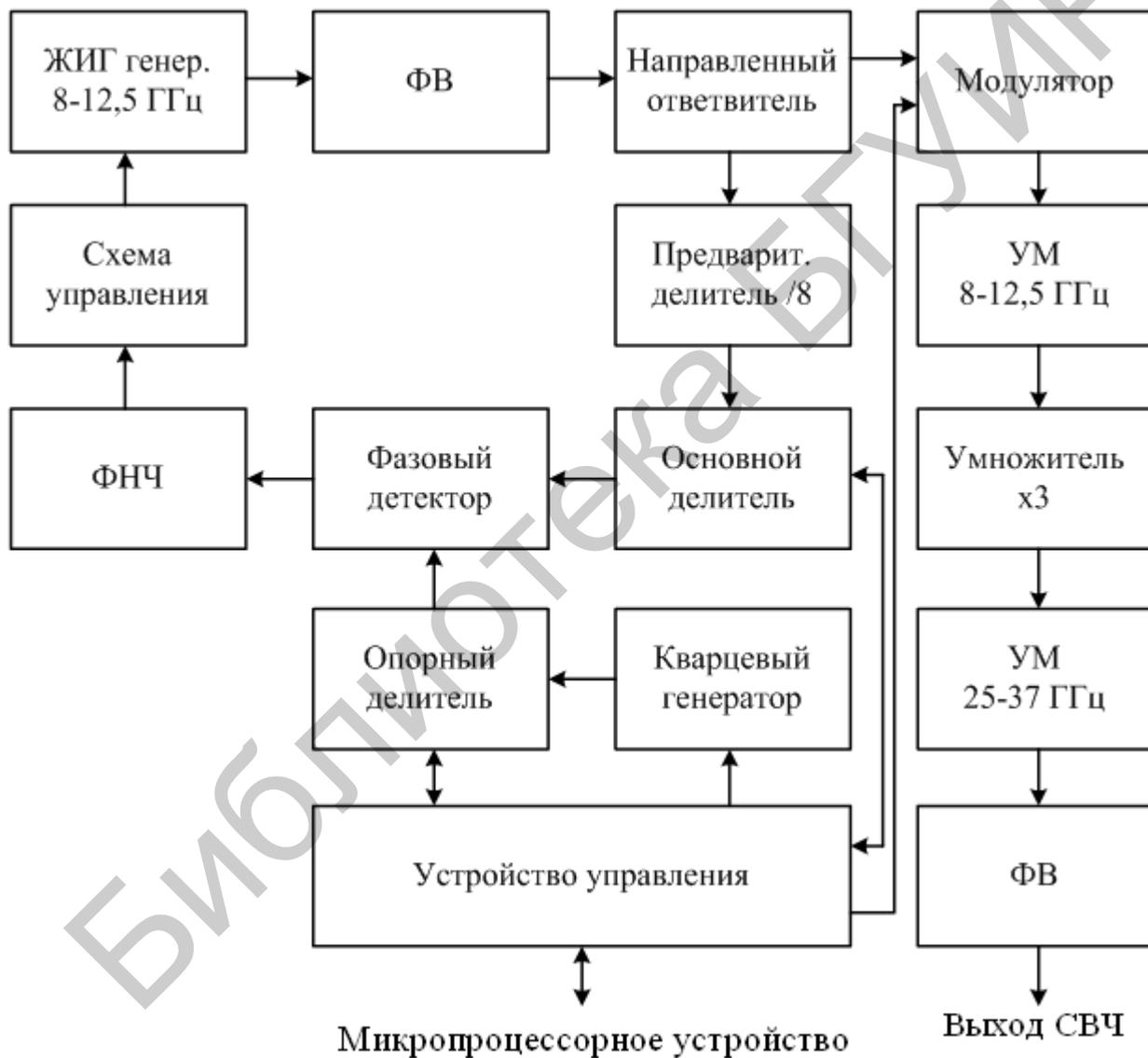


Рисунок 3.5 – Структурная схема ГКЧ

Однако большое потребление энергии, значительные размеры, высокая стоимость и особенно низкая скорость перестройки, присущая любому ЖИГ генератору, предопределили переход на полупроводниковые генераторы. В настоящее время высокочастотные (до 10 ГГц и выше) твердотельные

перестраиваемые генераторы доступны в виде дешевых интегральных схем. Так как шумовые характеристики таких генераторов значительно хуже по сравнению с ЖИГ генераторами, разработчики синтезаторов должны полагаться в основном на шумовые качества источника опорного сигнала. В настоящее время коммерческие кварцевые генераторы имеют фазовые шумы в диапазоне от минус 160 до минус 176 дБн/Гц на частоте 100 МГц при отстройке 20–100 кГц. Эти величины соответствуют минус 120 – минус 136 дБн/Гц при пересчете на 10 ГГц и такой же частоте отстройки, что сравнимо и даже превосходит шумовые характеристики ЖИГ генераторов. Конечно, при этом предполагается, что шумовые характеристики отдельных элементов синтезатора не оказывают заметного влияния на процесс преобразования опорного сигнала. Хотя такое предположение требует применения неординарных технических решений, конечный эффект очевиден: синтезаторы на основе полупроводниковых генераторов, управляемых по частоте напряжением, могут потенциально достичь исключительно высоких скоростей перестройки вместе с отличными шумовыми и спектральными характеристиками без применения дорогостоящих, громоздких и энергоемких ЖИГ генераторов.

3.2.4 Генераторы качающейся частоты на основе генераторов, управляемых напряжением

Генератор, управляемый по частоте напряжением, представляет собой автоколебательную аналоговую схему (рисунок 3.6), которая питается от источника напряжения E_0 , снабжена цепью управления частотой напряжением E_y и формирует на внешней нагрузке R_n напряжение $u(t)$ [14]. Форма выходного напряжения ГУН близка к гармонической и описывается выражением

$$U(t) = U_0[1 + m(t)] \cdot \sin[2\pi f_t t + e(t)], \quad (3.1)$$

где U_0 – амплитуда;

f_t – частота;

$m(t)$ – относительные изменения амплитуды ($|m(t)| \ll 1$);

$e(t)$ – отклонения фазы от равномерного во времени закона.

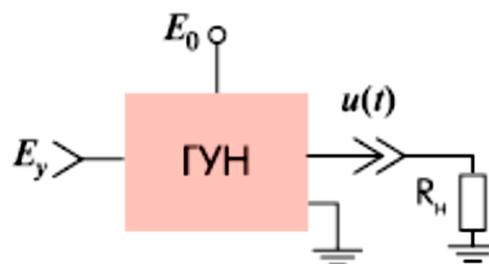


Рисунок 3.6 – Схема соединения ГУН с внешними электрическими цепями

Как правило, активный элемент автогенератора ГУН – транзистор с колебательной системой на LC -элементах, которая создает положительную обратную связь, компенсирующую потери и обеспечивающую генерацию на частоте $f_{Г}$.

В диапазоне ниже 20 МГц в качестве ГУН приемлемы функциональные генераторы – интегральные схемы (ИС) на основе операционных усилителей с электронным управлением перестройкой частоты в 10–100 раз за счет изменения тока заряда RC -цепи. Однако по стабильности частоты такие ГУН существенно уступают LC -генераторам, а их более высокочастотная реализация проблематична.

Амплитуда U_0 установившихся выходных колебаний зависит от режима транзистора, параметров колебательной системы и сопротивления нагрузки. При повышении управляющего напряжения E_y эквивалентная емкость варикапа уменьшается, а частота генерации $f_{Г}$ растет. При этом из-за изменения потерь в колебательной системе может происходить паразитное изменение амплитуды (мощности) генерации. Паразитное влияние на частоту и амплитуду генерации оказывают также вариации питающего напряжения E_0 , температуры окружающей среды, модуля и фазы сопротивления нагрузки.

Диапазон перестройки частоты и линейность зависимости частоты от напряжения смещения на варикапе в значительной степени определяются его вольт-фарадной характеристикой с учетом паразитных емкостей схемы. Для ГУН, перестраиваемых в широкой полосе частот, разрабатывают специальные варакторные диоды со сверхрезким p - n -переходом, которые позволяют изменять емкость C более чем в четыре раза, а частоту, следовательно, – более чем в два раза. В таких ГУН оптимизируют номиналы колебательной системы и блокировочных элементов, дроссели заменяют резисторами, исключая паразитные резонансы, используются балансные схемы активных элементов, снижающие влияние вариаций нагрузки и температуры окружающей среды на частоту и уровень фазового шума. Чтобы упростить схему управления частотой и уменьшить эффект изменения нагрузки, иногда ГУН дополняют буферным усилителем и широкополосным удвоителем частоты.

Можно выделить некоторые основные технические характеристики и параметры ГУН, которые надо учитывать при создании ГКЧ на их основе:

- выходная мощность (power output) $P_{\text{вых}}$: определяется как мощность на номинальной согласованной нагрузке $R_n = 50$ Ом в середине рабочего интервала управляющего напряжения при номинальной температуре окружающей среды $+25$ °С;

- диапазон частот (frequency range) $f_{\text{вых}}$: определяется как максимальная частота, на которую может быть настроен ГУН путем изменения управляющего напряжения;

- модуляционная характеристика (frequency tuning characteristic) – зависимость частоты генерации от квазистатического изменения управляющего напряжения $f_{Г}(E_y)$. Для простоты вместо кривой $f_{Г}(E_y)$ указывают наименьшее f_n и наибольшее f_v значения частоты при электронной перестройке, пределы

допустимых значений управляющего напряжения $E_{y.min}$ и $E_{y.max}$. Для ГУН с широкой полосой перестройки удобнее использовать коэффициент перекрытия по частоте $k_f = f_v / f_n$. Например, для октавного ГУН $k_f = 2$;

- изменение выходной мощности (output power variation) в диапазоне управляющих напряжений $P_{вых}(E_y)$. В качестве численных параметров вместо кривой $P_{вых}(E_y)$ для простоты указывают в децибелах на милливатт (дБмВт) наибольшую и наименьшую мощности выходного сигнала в допустимом интервале изменения управляющего напряжения при номинальных нагрузке и температуре;

- полоса пропускания по цепи управления $F_{мод}$ (tuning bandwidth). Эта величина является мерой инерционности вариаций частоты по отношению к быстрым изменениям управляющего напряжения. Она определяется как частота (в килогерцах) гармонического напряжения на входе управления ГУН, при которой девиация частоты выходного сигнала уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с девиацией при медленном (квазистатическом) изменении E_y в тех же пределах.

В мире свыше 35 фирм выпускают более 3500 моделей ГУН. Выходная мощность ГУН обычно варьируется в пределах от 15 до 16 дБмВт. Как правило, пониженный уровень $P_{вых}$ относится к моделям, в которых встроен выходной буферный каскад, ослабляющий влияние нестабильной фазы нагрузки. С другой стороны, ГУН шведской фирмы Sivers IMA имеют выходную мощность до +28 дБмВт в диапазоне миллиметровых волн.

ГУН на основе LC-генераторов предназначены для диапазона частот от 5 МГц до 26 ГГц. В интегральных схемах ГУН миллиметрового диапазона длин волн иногда включают широкополосный буферный умножитель частоты на 2 или 4, который играет роль развязывающего каскада для ослабления влияния нагрузки, а пониженная частота автогенератора облегчает построение колебательной системы с управлением частотой на варикапе. Именно так построена ИС НМС398QS16G (рисунок 3.7). Кроме того, она содержит направленный ответвитель (НО) и широкополосный предварительный делитель частоты (prescaler) на 4 с дополнительными выходами когерентных противофазных колебаний дециметрового диапазона, что облегчает организацию системы фазовой автоподстройки частоты для стабилизации дискретной сетки частот.

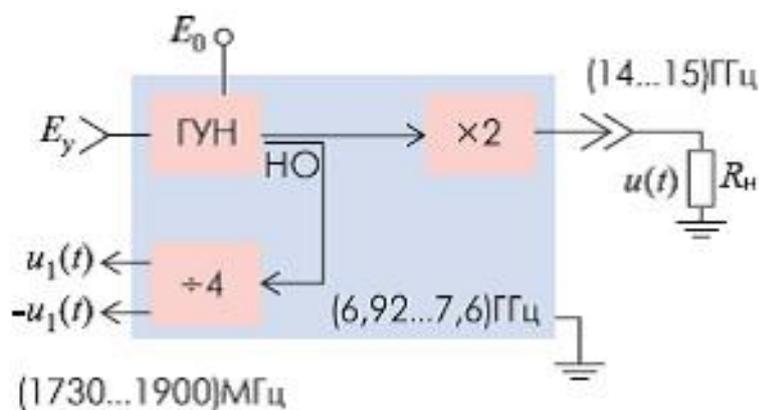


Рисунок 3.7 – Структурная схема ГУН миллиметрового диапазона HMC398QS16G

Относительная ширина полосы перестройки частоты современных ГУН лежит в пределах от 1–10 % до октавы и более. Ее ограничивают такие факторы, как предел изменения емкости варикапа, недопустимые изменения выходной мощности, нелинейность модуляционной характеристики. Среди ГУН с октавным интервалом перестройки ($k_f = 2$) можно выделить ИС POS-500W для диапазона 0,5 ГГц и M3500-0613 для диапазона 1,3 ГГц. Фирма Micronetics также разработала ИС MW500-1414 специально для сверхширокополосных систем диапазона 4 ГГц с $k_f = 2,3$ при выходной мощности $+11 \pm 0,75$ дБмВт.

Питающие напряжения ГУН для большинства изделий составляют 3 В (POS-1605PV; VCO191-2750U), 5 или 12 В. Ток потребления обычно не превышает 20–30 мА. В ряде ГУН встроен буферный усилитель для увеличения развязки от вариаций нагрузки (например ZOS-1025). В таких изделиях потребляемый ток достигает 140 мА. ГУН повышенной выходной мощности (VO3262K/00) потребляют до 300 мА. Для некоторых моделей ГУН нормируется время установления и спада мощности после коммутации питания: для MAX2753 $t_{\text{вкл}} = 10$ мкс, $t_{\text{выкл}} = 8$ мкс.

Если в ГУН встроены буферные широкополосные усилители или удвоители частоты, чувствительность к фазе коэффициента отражения уменьшается. Например, при ослаблении на 6 дБ в ИС MW500-1343 $\Delta f_{\text{цр-р}}$ снижается до 0,13 МГц на частоте 160 МГц, в ГУН HMC398QS16G – до 4 МГц на частоте 15 ГГц. Встроенный буферный усилитель позволяет в некоторых моделях (VO3262C/00) иметь два взаимно развязанных выхода для подключения нагрузки.

4 ИЗМЕРЕНИЕ МОДУЛЕЙ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ УСТРОЙСТВ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

Для измерения модулей коэффициентов отражения и передачи устройств МД могут быть использованы зондовые и рефлектометрические методы [2, 17]. Зондовые методы, основанные на использовании измерительных линий, обладают весьма существенным недостатком – невозможностью автоматизации измерений в полосе частот. Рефлектометрические методы основаны на раздельном выделении волн – падающей и отраженной от объекта измерения, а также прошедшей через него. Проще всего эти волны можно выделить с помощью направленных ответвителей.

4.1 Рефлектометрические методы измерения параметров микроволновых цепей

В 1960-е годы широкое распространение получил рефлектометрический метод анализа СВЧ цепей [2], впервые предложенный Р. Джулианом. Суть его заключается в получении информации об S -параметрах измеряемых устройств с помощью рефлектометров на направленных ответвителях, ориентированных на падающие и отраженные от измеряемого устройства (и/или прошедшие через него) волны. По величине отношения амплитуд выделяемых волн (отраженной и падающей или прошедшей и падающей) определяют соответственно модули коэффициентов отражения (КСВН) и передачи (ослабления). На рисунке 4.1 представлена схема типичного рефлектометра, позволяющего измерять КСВН исследуемого устройства в полосе частот. Он представляет собой два соединенных между собой направленных ответвителя, один из которых ориентирован на падающую волну, идущую от источника сигнала, а другой – на волну, отраженную от исследуемого устройства. На выходах вторичных каналов направленных ответвителей включены детекторные устройства.

Первые исследования такой рефлектометрической схемы наряду с достоинствами показали и ее недостатки даже при измерениях на фиксированных частотах, связанные с ограниченной направленностью и остаточным отражением направленных ответвителей. Поэтому далее велся поиск методов борьбы с конечной направленностью, в частности путем подстройки рефлектометра, и поиск способов уменьшения отражений в рефлектометрической системе.

Для разделения источников отражения в выходном волноводе рефлектометра было предложено использовать подвижный короткозамыкающий (КЗ) поршень. Для исключения погрешности, вызываемой отражениями, было предложено при перемещении поршня усреднять значения максимумов и минимумов, устанавливая измеритель КСВН на единицу. При этом в методе рефлектометра при измерении малых отражений сравнивается малая величина с большой, в то время как при измерении с помощью измерительной линии берется отношение двух больших величин.

Следовательно, при измерении малых коэффициентов отражения рефлектометр потенциально обеспечивает большую точность, чем измерительная линия.

Дальнейшие усовершенствования рефлектометрического метода были связаны со стабилизацией измерительной системы и использованием соответствующих методов и средств калибровки.

Если между двумя одинаково ориентированными направленными ответвителями, вторичные каналы которых нагружены на детекторные устройства, включить исследуемое устройство, то полученная схема позволяет измерять модуль коэффициента передачи (ослабления, потери или усиления) объекта измерения (рисунок 4.2).

Измеренный коэффициент передачи объекта измерения (ОИ) будет определяться отношением амплитуд сигналов, снимаемых с детекторных устройств ответвителя прошедшей волны и ответвителя падающей волны.

Точность измерения коэффициентов отражения и передачи на основе схем рефлектометрического типа (см. рисунки 4.1, 4.2) определяется характеристиками эффективной направленности используемых волноводных направленных ответвителей в интересующем частотном диапазоне (обычно направленность должна быть не менее 35–45 дБ).

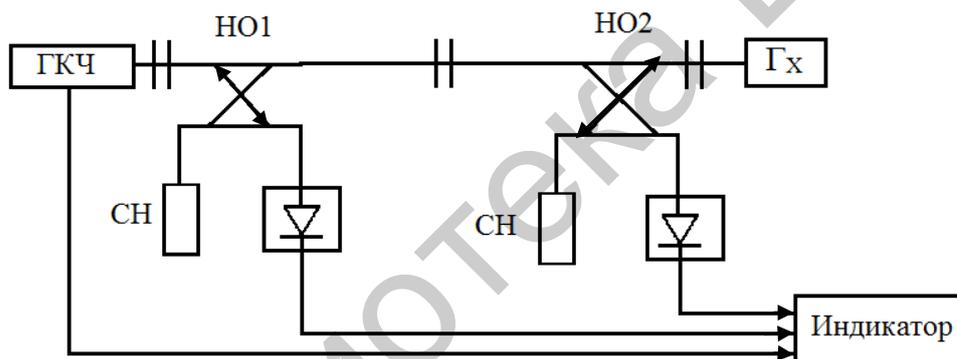


Рисунок 4.1 – Рефлектометрическая схема для измерения КСВН с направленными ответвителями падающей и отраженной волн

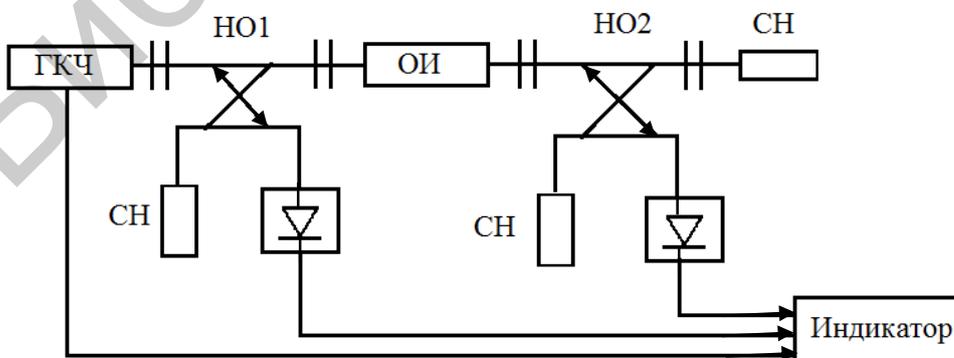


Рисунок 4.2 – Рефлектометрическая схема для измерения ослабления с направленными ответвителями падающей и прошедшей волн

С описанными обычными схемами рассматриваются и анализируются другие виды рефлектометрических схем, в частности схемы на основе широкополосных волноводных делителей мощности, обладающих равномерной частотной характеристикой передачи по каналам.

Примеры таких рефлектометрических схем для измерения коэффициента отражения показаны на рисунках 4.3 и 4.4.

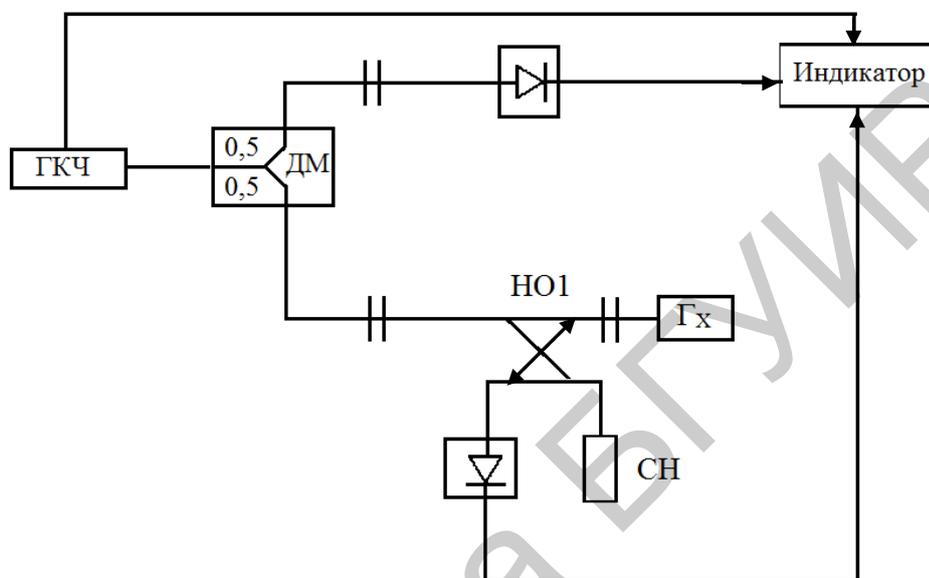


Рисунок 4.3 – Рефлектометрическая схема для измерения КСВН с делителем мощности и направленным ответвителем отраженной волны

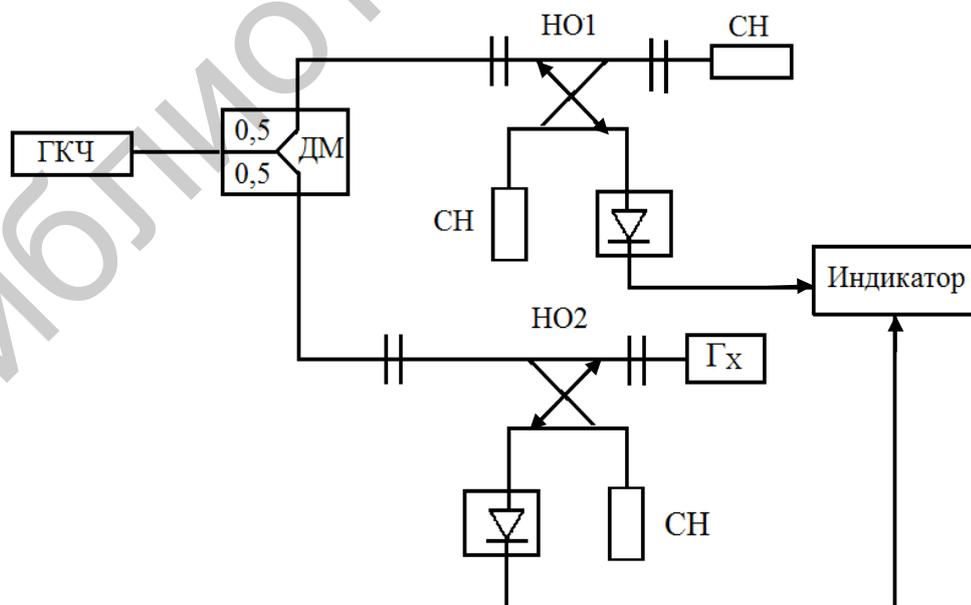


Рисунок 4.4 – Рефлектометрическая схема для измерения КСВН с делителем мощности и направленными ответвителями падающей и отраженной волн

Погрешности измерения приборов на базе рефлектометрических схем в основном определяются неидентичностью и неидеальностью НО, их конечной направленностью, рассогласованиями в измерительном тракте, а также неквадратичностью характеристик детекторов.

При одинаковых параметрах НО, используемых в рефлектометрах, схемы с делителем мощности (см. рисунки 4.3 и 4.4) и обычные схемы рефлектометров (см. рисунки 4.1 и 4.2) характеризуются примерно одинаковыми погрешностями рассогласования. Однако схемы с делителем мощности характеризуются большей погрешностью измерения КСВН, чем обычные схемы рефлектометров.

4.2 Скалярные анализаторы цепей

В основе принципа действия скалярных анализаторов цепей (САЦ), которые также называют панорамными измерителями модуля коэффициентов отражения и передачи, лежит рефлектометрический метод измерения. В этом методе используется выделение с помощью направленных ответвителей сигналов, пропорциональных мощностям падающей на объект измерения, отраженной и прошедшей через него волн с последующим определением модулей коэффициентов отражения и передачи (ослабления) по величине отношения этих сигналов. В зависимости от способа получения величины отношения этих сигналов исследовались три основные схемы анализатора [2]:

- схема с автоматической регулировкой мощности (АРМ) генератора качающейся частоты (ГКЧ) и индикатором прямого усиления;
- логометрическая схема, использующая в качестве индикатора измеритель отношения с источником СВЧ мощности без системы АРМ;
- комбинированная схема, содержащая ГКЧ с системой АРМ и измеритель отношения.

Проведенные подробные исследования этих вариантов построения схем прибора показали, что наиболее приемлемой структурной схемой является комбинированная схема с генератором качающейся частоты, охваченным системой АРМ, и измерителем отношений в качестве индикатора. В такой схеме остаточная нестабильность выходной мощности генератора из-за несовершенства цепи обратной связи компенсируется измерителем отношений, а наличие АРМ улучшает условия работы детекторных устройств. Из-за ограниченного динамического диапазона квадратичности характеристик СВЧ диодов возникают погрешности неквадратичности, и при отсутствии схемы АРМ диапазон измерения дополнительно сужается на величину перепадов мощности генератора.

Комбинированная структурная схема лежит в основе практически всех серийно выпускаемых САЦ.

В современных САЦ в качестве индикаторного блока используют либо унифицированный индикатор Я2Р-70, либо персональный компьютер совместно с блоком обработки сигналов.

4.2.1 Скалярные анализаторы цепей с унифицированным индикатором

САЦ на базе унифицированного индикатора включает в себя генератор качающейся частоты с системой автоматического регулирования мощности, СВЧ измерительный тракт (рефлектометр), состоящий из трех последовательно соединенных направленных ответвителей и унифицированный индикатор.

Структурная схема САЦ с унифицированным индикатором представлена на рисунке 4.5.

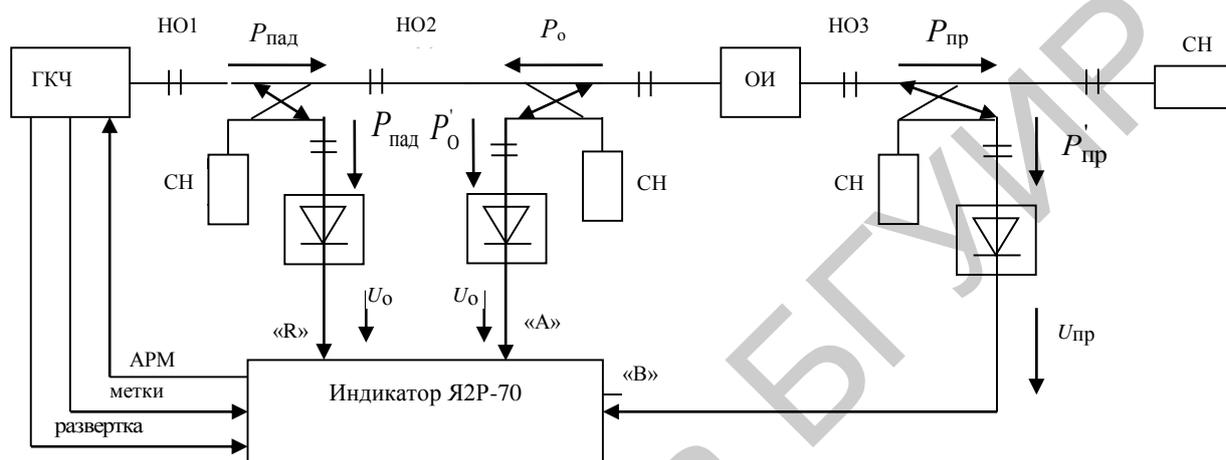


Рисунок 4.5 – Структурная схема САЦ с индикатором Я2Р-70

На выходе ГКЧ формируется частотно- и амплитудно-модулированный СВЧ сигнал постоянного уровня. Для частотной модуляции в качестве модулирующего напряжения используется сигнал генератора развертки, который конструктивно входит в ГКЧ. Амплитудная модуляция обычно осуществляется напряжением типа «меандр» частотой 100 кГц от внутреннего или внешнего источника модулирующего напряжения. Постоянство выходной мощности ГКЧ поддерживается с помощью системы АРМ, которая работает по сигналу $P_{пад}$, подаваемому из индикатора в генератор. Использование измерителя отношений в индикаторном блоке существенно снижает требования к качеству стабилизации выходной мощности ГКЧ.

ГКЧ включает в себя и блок частотных меток. Выходные сигналы этого блока после преобразования в индикаторе воспроизводятся на изображении исследуемых характеристик в виде подвижных частотных меток.

Измерительный тракт состоит из трех направленных ответвителей: НО1 отвевляет сигнал, пропорциональный мощности падающей волны $P_{пад}$; НО2 – мощности отраженной волны P_o ; НО3 – мощности прошедшей волны $P_{пр}$.

Сигналы НО детектируются квадратичными детекторами. Выходные напряжения детекторов позволяют определить модуль коэффициента отражения

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{U_o}{U_{\text{пад}}}} \quad (4.1)$$

и ослабления

$$A = 20 \cdot \lg \frac{U_{\text{пр}}}{U_{\text{пад}}} \quad (4.2)$$

Для САЦ характерно применение унифицированного индикатора КСВН и ослабления, работающего на частоте амплитудной модуляции ГКЧ. Этот индикатор обеспечивает усиление сигналов, пропорциональных $P_{\text{пад}}, P_o, P_{\text{пр}}$, деление их с помощью измерителя отношений, детектирование и панорамное воспроизведение на экране электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) измеряемых характеристик в линейном и логарифмическом масштабах с отсчетом значений измененных величин.

4.2.2 Скалярные анализаторы цепей с персональным компьютером

В настоящее время новые возможности по автоматизации, обработке, хранению и отображению информации в цифровом виде дает возможность применения в составе САЦ персональных компьютеров (ПК).

Структурная схема САЦ, использующего в качестве индикаторного блока ПК совместно с приемным блоком обработки сигналов, представлена на рисунке 4.6.

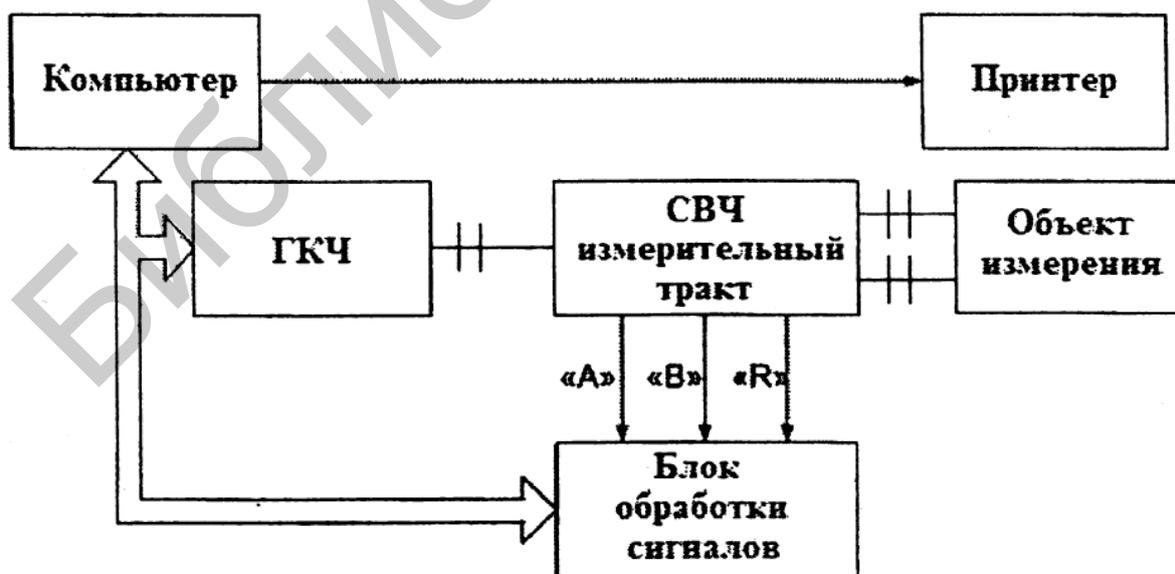


Рисунок 4.6 – Структурная схема САЦ с персональным компьютером

Совместная работа ГКЧ и блока обработки сигналов в системе обеспечивается либо через интерфейс канала общего пользования (КОП), либо через интерфейс RS-232 под программным управлением компьютера.

С детекторов измерительного СВЧ тракта снимаются сигналы, несущие информацию об измеряемых параметрах объекта измерения. Эти сигналы поступают в блок обработки сигналов, который осуществляет их аналого-цифровую обработку и преобразует к виду, необходимому для передачи в компьютер.

В анализаторе используется СВЧ измерительный тракт, состоящий из двунаправленного ответвителя и детекторной секции (ДС). Структурная схема измерительного тракта представлена на рисунке 4.7.

НО выделяет сигнал, пропорциональный мощности волны, падающей на ОИ и отраженной от ОИ (при измерении КСВН), а ДС – сигнал, пропорциональный мощности прошедшей через ОИ волны (при измерении ослабления).

Продетектированные сигналы поступают в блок обработки сигналов. Эти сигналы обрабатываются, преобразуются в цифровую форму и запоминаются в памяти компьютера. За один период перестройки частоты ГКЧ формируются и запоминаются цифровые коды, соответствующие значению измеряемого параметра.

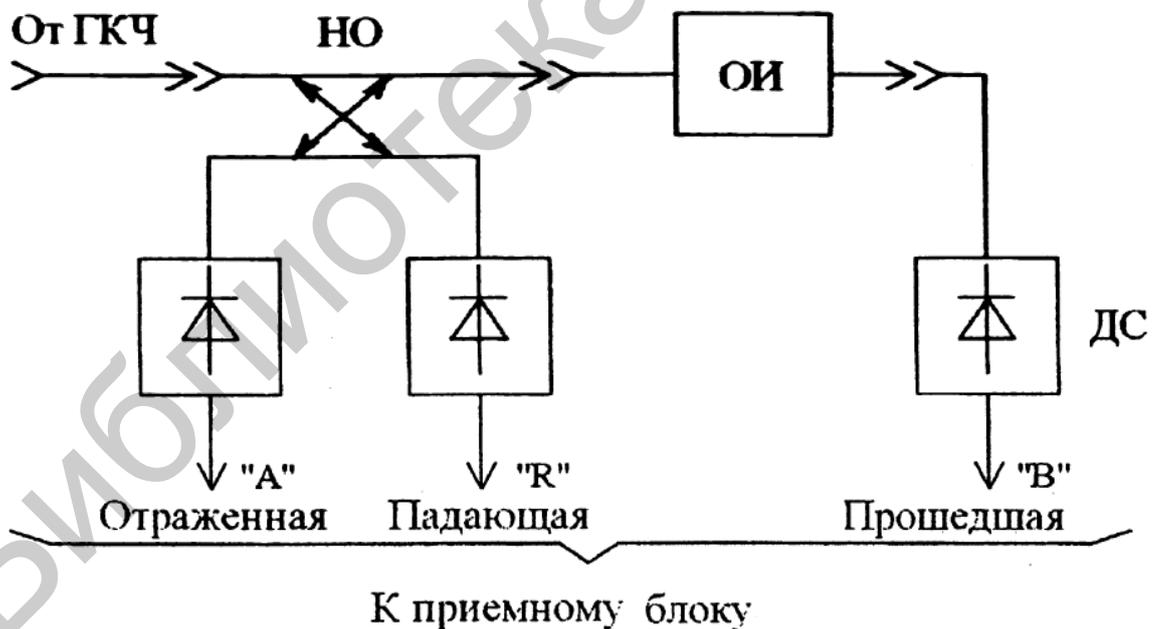


Рисунок 4.7 – Структурная схема СВЧ измерительного тракта

Неидентичность и неравномерность амплитудно-частотных характеристик параметров СВЧ измерительного тракта определяется при калибровке анализатора, а затем учитывается при обработке результатов измерений.

Управление работой анализатора, выбор режимов измерения и калибровки, а также выбор формы индикации и регистрации результатов измерения осуществляется с клавиатуры компьютера в диалоговом режиме.

Программное обеспечение и алгоритмы отдельных подпрограмм разработаны таким образом, чтобы исключить неправильные действия оператора. Программное обеспечение анализатора, реализующее алгоритм его функционирования и различные сервисные функции, хранится в памяти компьютера.

Анализатор имеет в своем составе интерфейсы КОП, USB и RS-232, которые обеспечивают возможность его работы в составе различных автоматизированных систем.

Основными источниками погрешности рассмотренных САЦ являются:

- 1) неточность установки и отсчета частоты;
- 2) нестабильность частоты ГКЧ;
- 3) неидеальность и неидентичность направленных ответвителей;
- 4) погрешность рассогласования;
- 5) неквадратичность характеристик детекторов;
- 6) погрешности индикатора.

4.2.3 Основные функциональные узлы и блоки скалярных анализаторов цепей

4.2.3.1 Измерительные направленные ответвители

На рисунке 4.8 изображена конструкция и диаграммы работы однонаправленного волноводного ответвителя, ориентированного на отраженную волну.

Под воздействием токов, протекающих по стенкам основного волновода, щели A и B возбуждают во вторичном волноводе электромагнитные волны, которые распространяются в разные стороны от щелей. Схемы сложения возбуждающихся волн показаны на рисунке 4.8, б. Если энергия падающей волны $P_{\text{пад}}$ распространяется слева направо, то поле, возбужденное щелью A , сложится в фазе с полем, возбужденным B , так как пути, пройденные ими, одинаковы и равны $\lambda_v/4$ (диаграмма 1). Энергия суммарного поля $P'_{\text{пад}}$ во вторичном волноводе поглотится согласованной нагрузкой (СН). Поля этой же волны, распространяющиеся во вторичном волноводе справа налево, сложатся в противофазе (диаграмма 2), так как пути, пройденные ими, будут отличаться на $\lambda_v/2$, и если они равны, то $P''_{\text{пад}} \approx 0$ (то есть они взаимно уничтожаются).

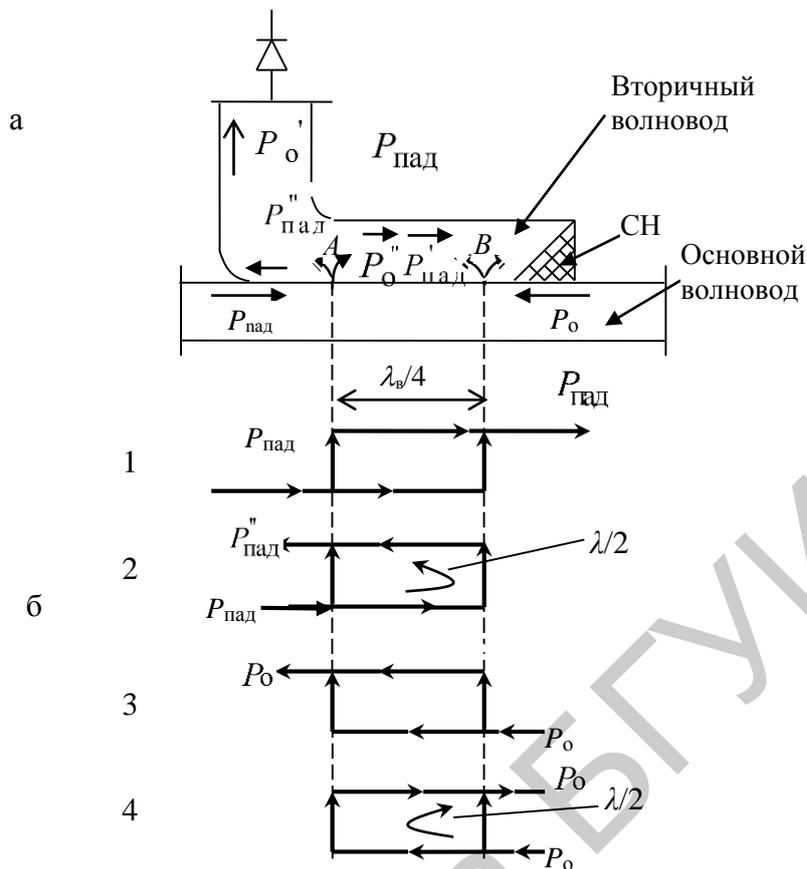


Рисунок 4.8 – Конструкция (а) и диаграммы работы (б) однонаправленного волнового ответвителя

Таким образом, энергия поля, возбуждающегося во вторичном волноводе под действием падающей волны, не вызовет тока в цепи детектора.

Аналогичное рассмотрение процесса сложения полей, возбужденных щелями A и B при распространении энергии отраженной волны (диаграммы 3, 4), позволяет сделать вывод о том, что ток, вызываемый в цепи детектора, будет пропорциональным мощности отраженной волны P'_o .

Если переориентировать направленный ответвитель на падающую волну, то ток детектора будет пропорционален $P'_{пад}$.

Основными параметрами направленных ответвителей являются переходное ослабление, направленность и КСВН входов (выходов).

Переходное ослабление – величина связи первичного и вторичного каналов направленных ответвителей. Оно обычно выражается в децибелах и равно

$$C = 10 \lg \frac{P'_o}{P_o}. \quad (4.3)$$

В измерителях обычно используются направленные ответвители, в которых S равно 10 или 20 дБ.

Направленность ответвителя – величина, характеризующая «просачивание» в плечо с детектором поля неосновной волны, то есть волны, противоположной той, на которую ориентирован направленный ответвитель. Направленность также определяется в децибелах и равна

$$A = 10 \lg \frac{P_{\text{пад}}''}{P_{\text{пад}}} \quad (4.4)$$

Промышленные НО имеют направленность порядка 30–50 дБ, а КСВН входов (выходов) составляет от 1,1 до 1,3.

4.2.3.2 Индикаторные блоки

Типичным примером индикаторного блока с микропроцессорным управлением является индикатор Я2Р-70. Его основное назначение: прием, усиление и вычисление измеряемых параметров, а также отображение результатов измерений в панорамном виде на экране ЭЛТ с цифровым отсчетом измеряемых величин. Обобщенная структурная схема индикатора Я2Р-70 представлена на рисунке 4.9.

Индикатор имеет три основных сигнальных входа:

- вход R – для опорного сигнала, пропорционального амплитуде падающей волны;
- вход A – для информационного сигнала, пропорционального значению коэффициента отражения;
- вход B – для информационного сигнала, пропорционального коэффициенту передачи.

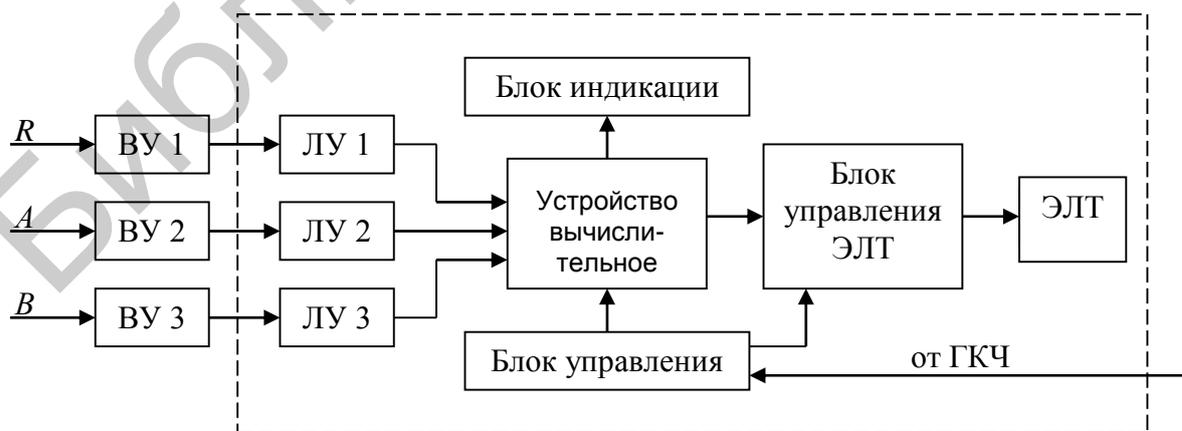


Рисунок 4.9 – Обобщенная структурная схема индикатора Я2Р-70

Сигналы с детекторов направленных ответвителей сначала подаются на выносные предварительные усилители, а затем на входы трех логарифмических усилителей, где преобразуются к виду: $\lg R$, $\lg A$, $\lg B$. В основу дальнейших преобразований сигналов с целью выделения информации о модуле $/\Gamma/$ (или КСВН) и ослаблении (A) положен метод деления с использованием логарифмического преобразования.

В вычислительном устройстве осуществляется попарное алгебраическое вычитание сигналов:

$$\lg A - \lg R \equiv A/R; \quad \lg B - \lg R \equiv B/R.$$

Результаты этих вычислений запоминаются в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) и поступают в блок индикации для отображения в цифровом виде и на ЭЛТ для графического отображения на экране в координатах « $\Gamma \rightarrow f$ » или « $A \rightarrow f$ ».

Цифровое кодирование информации и запись ее в ОЗУ осуществляется синхронно по всем трем каналам и под управлением синхроимпульсов от ГКЧ.

На весь частотный диапазон приходится 256 точек. В ОЗУ соответственно запоминается 256 слов для каждого канала.

Индикатор Я2Р-70 имеет следующие основные характеристики:

- пределы цифрового измерения отношений от 0 до минус 50 дБ;
- основная погрешность измерения отношений составляет:
 - при 0 дБ $\pm 0,05$ дБ;
 - при 10 дБ $\pm 0,3$ дБ;
 - при 40 дБ $\pm 0,6$ дБ;
 - при 50 дБ $\pm 1,2$ дБ.

При использовании в составе САЦ персонального компьютера в качестве блока обработки используется приемный блок обработки сигналов, структурная схема которого представлена на рисунке 4.10.

Приемный блок обработки сигналов выполняет следующие основные функции:

- обработку сигналов измерительной информации, поступающих с детекторов измерительного тракта, преобразование их в цифровой код и фильтрации;
- установку соответствующего режима работы измерителя;
- преобразование измерительных и других информационных сигналов в стандартные сигналы интерфейсов USB, RS-232 и КОП и передачу этих сигналов в память компьютера;
- прием от компьютера управляющих сигналов, преобразование этих сигналов и передачу их по RS-232 или КОП на ГКЧ.

Сигналы с детекторов СВЧ измерительных трактов R , A и B с частотой модуляции $f_M = 50$ кГц (100 кГц) усиливаются с помощью предварительных

усилителей, фильтруются с помощью фильтров низких частот (ФНЧ) и поступают через коммутатор на АЦП. Дальнейшая обработка сигналов осуществляется программным путем в микропроцессорном устройстве.

Оцифрованные сигналы каналов R , A и B подвергаются цифровой фильтрации.

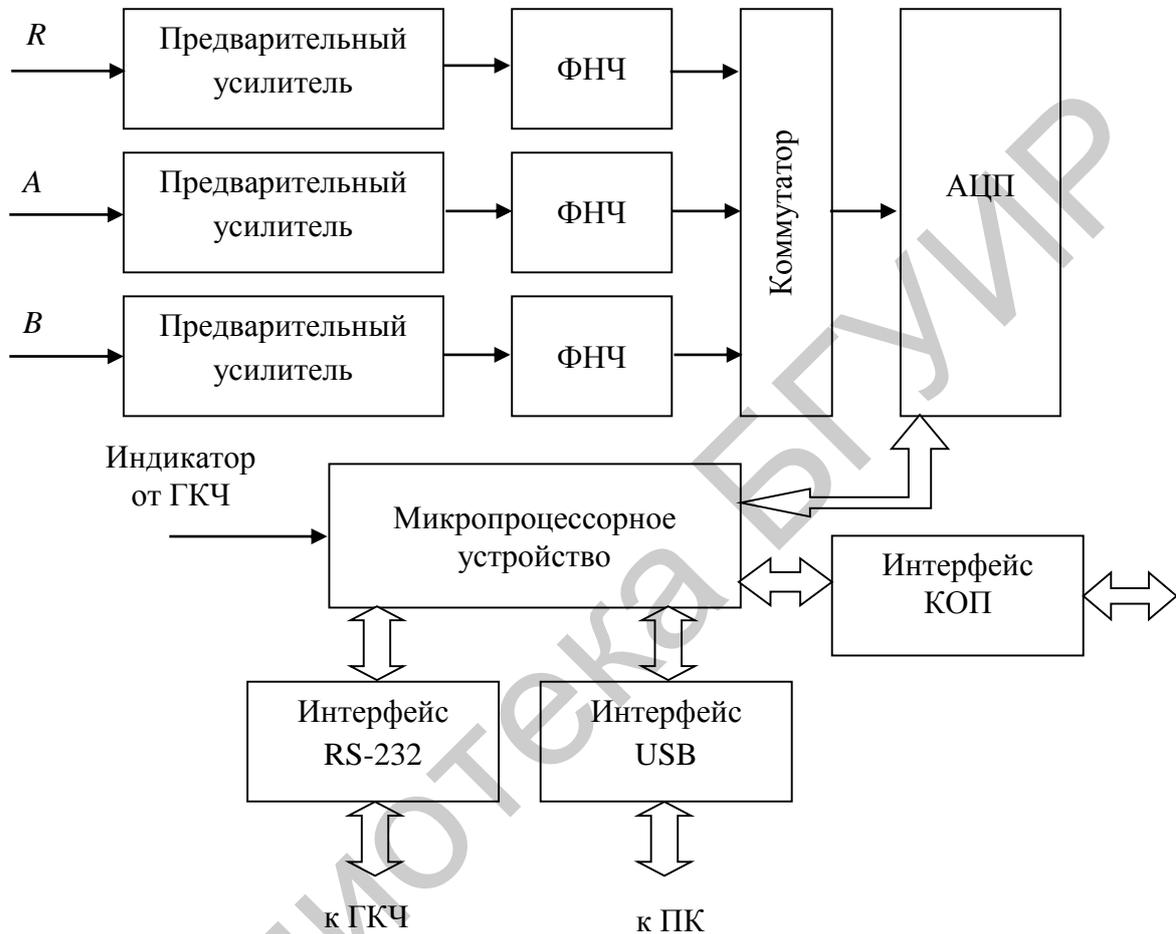


Рисунок 4.10 – Структурная схема приемного блока обработки

За один период перестройки ГКЧ (1 с) в память компьютера передаются массивы данных, содержащие информацию о значениях сигналов R , A и B в 256 частотных точках. Обмен данными между блоком обработки сигналов и ПК осуществляется через интерфейс USB. Интерфейсы RS-232 и КОП преобразуют управляющие и информационные сигналы ПК в стандартные сигналы RS-232 и КОП соответственно.

5 ИЗМЕРЕНИЕ S-ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

Так как S -параметры СВЧ устройств являются комплексными величинами, то все возможные методы их измерения могут быть определены как амплитудно-фазовые. Приборы, предназначенные для измерения комплексных S -параметров СВЧ устройств, называют измерителями S -параметров или векторными анализаторами цепей, поскольку любой комплексный параметр может быть представлен соответствующим вектором, характеризуемым своими амплитудой и фазой, зависящими от частоты измерения.

5.1 Обобщенная рефлектометрическая схема измерения S -параметров

Обобщенно рефлектометрическая схема измерения S -параметров представлена на рисунке 5.1.

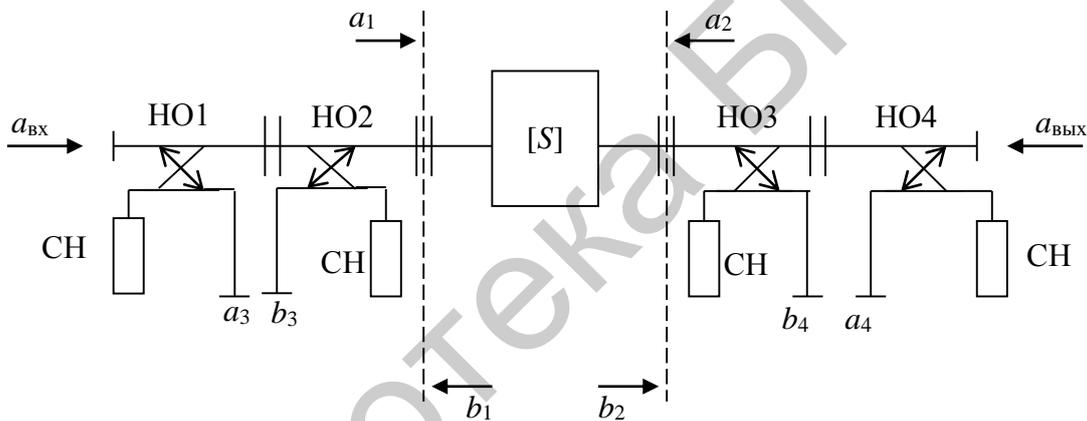


Рисунок 5.1 – Обобщенная рефлектометрическая схема измерительного тракта

На схеме буквами a обозначены падающие волны, а буквами b – отраженные (или прошедшие) волны.

Предполагая, что характеристики направленных ответвителей идеальны и идентичны, из анализа схемы (см. рисунок 5.1) можно получить для измеряемых параметров следующие соотношения:

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{b_3}{a_3} | a_2 = 0; \\ S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{b_4}{a_3} | a_2 = 0; \\ S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{b_4}{a_4} | a_1 = 0; \\ S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{b_3}{a_4} | a_1 = 0. \end{array} \right. \quad (5.1)$$

Соотношения (5.1) определяют алгоритм и условия измерения S -параметров, наиболее часто используемые в технике анализа микроволновых цепей.

При измерении параметров s_{11} и s_{21} источник измерительного сигнала подключается ко входу НО1, то есть возбуждается волна $a_{вх}$, а вход НО4 нагружается на согласованную нагрузку для выполнения условия $a_2 = 0$.

При измерении параметров s_{22} и s_{12} источник измерительного сигнала и СН меняются местами для возбуждения волны $a_{вых}$ и выполнения условия $a_1 = 0$.

В реальных приборах используются неидеальные узлы. Поэтому, чтобы уменьшить влияние параметров элементов измерительного тракта на результаты измерения S -параметров, составляют математическую модель измерительного тракта и параметры этой модели определяют при калибровке ВАЦ, подключая вместо объекта измерения калибровочные меры: согласованную и короткозамкнутую нагрузки, отрезки регулярных волноводов.

Искомые S -параметры вычисляют, используя результаты, полученные при измерениях и при калибровке ВАЦ.

5.2 Векторные анализаторы цепей

5.2.1 Типы и классификация векторных анализаторов цепей

При построении векторных анализаторов цепей необходимо учитывать следующие принципиальные моменты [2].

1 Чтобы получить информацию об S -параметрах, исследуемое устройство необходимо включить в измерительный тракт прибора и подать на него СВЧ сигнал, промодулированный по какому-то параметру (амплитуде, частоте или фазе). Сигнал, прошедший через исследуемое устройство или отраженный от него, несет полезную информацию о его свойствах, для извлечения которой необходимо этот измерительный сигнал сравнить с некоторым исходным (опорным) сигналом. Следовательно, схема анализатора цепей должна содержать измерительный и опорный каналы и преобразователь информационных сигналов. При этом реализация любого метода измерения фазы S -параметров требует сравнения неизвестной фазы измерительного сигнала (отраженного от испытуемого устройства либо прошедшего через него) с фазой некоего когерентного опорного сигнала. Такое сравнение может быть осуществлено путем интерференции и преобразования измерительного и опорного сигналов на нелинейном элементе – первичном преобразователе СВЧ сигналов. Следовательно, все возможные модификации векторных анализаторов цепей по существу представляют собой интерферометры, основу СВЧ измерительного тракта которых образует мостовая схема с опорными и измерительными каналами.

2 Возможным и часто используемым способом получения информации об измеряемых амплитудно-фазовых характеристиках S -параметров является формирование квадратурных, то есть сдвинутых по фазе на $\pi/2$ сигналов, обработка которых позволяет извлечь информацию как об амплитудно-частотных, так и фазочастотных зависимостях исследуемых S -параметров.

3 Для определения характеристик разнообразных исследуемых СВЧ устройств в их полных рабочих диапазонах частот необходимо, чтобы векторный анализатор цепей позволял проводить измерения в достаточно широких и регулируемых полосах частот с отображением информации на экране монитора, то есть проводить панорамные измерения с возможностью регулирования ширины частотной полосы просмотра и измерения интересующих характеристик.

4 Векторные анализаторы цепей, являясь измерительными приборами, должны гарантировать необходимые точности измерения исследуемых параметров испытываемых устройств, то есть должны быть метрологически обеспечены соответствующими методиками и средствами калибровки и поверки.

5 Современные требования к информационно-измерительным системам и приборам, к которым относятся векторные анализаторы цепей, включают в себя и требования автоматизации измерений, применения цифровых методов обработки, хранения и представления получаемой измерительной информации.

Конкретный вид схемы СВЧ измерительного тракта в значительной степени определяет и структуру векторного анализатора цепей в целом. При этом используемые схемы СВЧ измерительных трактов (волноводных, коаксиальных и др.) могут быть дифференцированы на основе требований, предъявляемых к характеристикам ВАЦ, независимо от используемых методов измерения S -параметров.

Универсальным классификационным признаком СВЧ трактов ВАЦ и самих ВАЦ является число полюсов (число входов/выходов) схемы СВЧ тракта. Это число определяется, во-первых, номенклатурой объектов измерений, среди которых могут быть только двухполюсные устройства либо устройства, представляемые эквивалентными двухполюсниками и четырехполюсниками. В общем случае число полюсов может представляться эквивалентными многополюсниками. Если объектом измерений является многополюсник, то он может быть трансформирован в двухполюсник или четырехполюсник путем подключения к соответствующим его выходам согласованных нагрузок. Во-вторых, число полюсов определяется требованиями к объему исходной измерительной информации, то есть к числу выходных сигналов первичных преобразователей, от которого зависят функциональные возможности и метрологические характеристики ВАЦ.

При классификации полюса ВАЦ принято распределять следующим образом: два полюса – ко входу ВАЦ со стороны источника измерительных сигналов, в качестве которого обычно используют генераторы качающейся частоты; четыре – к выходу ВАЦ, из них два – для подключения

двухполюсника и еще два – для подключения четырехполюсника. Остальное число полюсов определяется количеством и типом первичных преобразователей СВЧ сигналов.

Большинство известных схем ВАЦ имеет измерительные тракты с 6–14 полюсами.

В качестве других классификационных признаков ВАЦ могут служить:

- характер выходных сигналов используемых первичных измерительных преобразователей ВАЦ;
- способы модуляции измерительного и опорного сигналов;
- методы формирования квадратурных сигналов измерительной информации и др.

Рассмотрим первый из перечисленных признаков – характер выходных сигналов первичных преобразователей, который дает возможность подразделить все возможные методы измерения S -параметров и соответственно структуры ВАЦ на две большие группы:

1 Методы с детектированием интерференционного СВЧ сигнала, полученного первоначально от одного источника сигнала (одного ГКЧ) и расщепленного далее в СВЧ тракте анализатора на опорный и измерительный сигналы. Эти методы являются основой для построения гомодинных ВАЦ.

2 Методы с преобразованием частоты измерительного и опорного сигналов, имеющих разные частоты и полученных от разных источников. При этом источник измерительного сигнала принято называть измерительным генератором, а источник опорного сигнала (другой частоты) – гетеродином. Первичными преобразователями ВАЦ, реализующих эти методы, являются уже не детекторы, а смесители, с помощью которых информация о значениях измеряемых S -параметров переносится из диапазона СВЧ в диапазон промежуточных (низких) частот. Эти методы принято также называть методами с переносом частоты, и они являются основой построения гетеродинных ВАЦ.

Необходимо при этом отметить, что при анализе работы гомодинных и гетеродинных анализаторов цепей выходные сигналы первичных преобразователей определяются (рассчитываются) на основе обычных методов классической теории детектирования и преобразования частоты сигналов. При этом не имеет никакого значения, каким путем при преобразовании частоты получен опорный сигнал – от отдельного гетеродина или же посредством модуляции опорного и измерительного сигналов, полученных от одного источника и различающихся по частоте на величину, равную промежуточной частоте, за счет модуляции. Поэтому некоторые модификации гомодинных ВАЦ являются по существу гибридными анализаторами цепей. С одной стороны, это одnogенераторные, то есть гомодинные ВАЦ, а с другой, по принципу получения выходных сигналов первичных преобразователей они могут быть отнесены к анализаторам цепей с переносом частоты. Сами первичные преобразователи в таких схемах анализаторов по существу являются смесителями, часто по традиции называемыми гомодинными детекторами. Характеристики подобных

гибридных анализаторов цепей приближаются к характеристикам гетеродинных ВАЦ, но в то же время они проще по конструкции и дешевле.

В схемах гомодинных анализаторов СВЧ цепей могут использоваться различные виды модуляции опорного или измерительного сигналов (амплитудная, частотная, фазовая модуляция или манипуляция). Применяются различные виды модуляции одновременно и опорного и измерительного сигналов. Известны схемы, в которых модуляция опорного и измерительного сигналов вообще отсутствует, а обработка информации об измеряемых S -параметрах осуществляется на постоянном токе.

5.2.2 Преобразователи информационных СВЧ сигналов

В ВАЦ для получения измерительной информации как о модулях, так и об аргументах используемых S -параметров применяют гетеродинные, гомодинные либо стробоскопические преобразователи СВЧ сигналов. В настоящее время наиболее часто используемыми являются гетеродинные, гомодинные преобразователи и соответствующие методы измерения S -параметров.

При преобразовании СВЧ сигналов в низкочастотные в гетеродинных преобразователях используются два сигнала с различными частотами от двух генераторов – ГКЧ и гетеродина, а в гомодинных преобразователях – два сигнала с одинаковыми частотами от одного генератора.

5.2.2.1 Гетеродинные преобразователи

Классическая схема гетеродинного двухканального преобразователя представлена на рисунке 5.2.

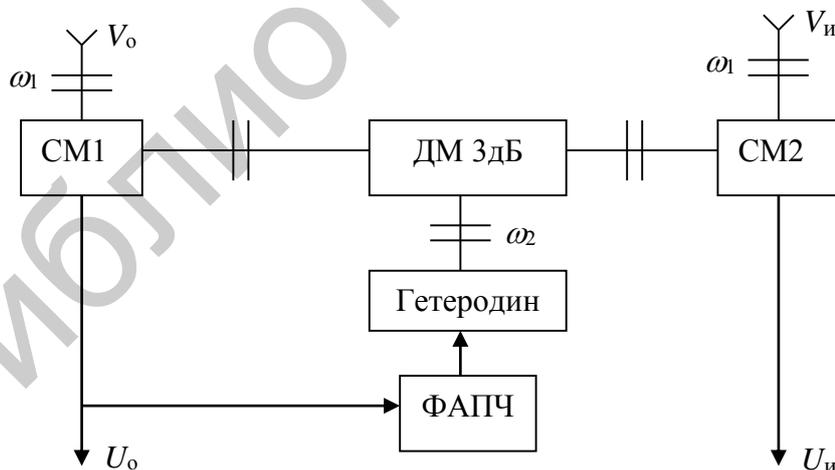


Рисунок 5.2 – Структурная схема гетеродинного преобразователя

В процессе работы гетеродин синхронно перестраивается с ГКЧ. Выходной сигнал гетеродина делится пополам с помощью делителя мощности (ДМ) и подается на смесители (СМ). На вторые входы СМ1 и СМ2 подаются сигналы опорного (V_o) и измерительного (V_i) каналов. Входные информационные сигналы СВЧ диапазона частоты ω_1 равны:

$$\begin{cases} V_o = U_m \cdot \cos \omega_1 t; \\ V_n = U_m \cdot |S_{ij}| \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_{ij}), \end{cases} \quad (5.2)$$

где $|S_{ij}|$, φ_{ij} – модуль и аргумент измеряемого параметра.

Гетеродинный преобразователь линейно трансформирует сигналы вида (5.2) в напряжения промежуточной частоты Ω :

$$\begin{cases} U_o = m_1 \cdot U_m \cdot \cos \Omega t; \\ U_n = m_2 \cdot U_m \cdot |S_{ij}| \cdot \cos(\Omega t + \varphi_{ij}), \end{cases} \quad (5.3)$$

где m_1, m_2 – коэффициенты преобразования смесителей СМ1 и СМ2.

Выражения (5.2) и (5.3) записаны в предположении, что параметры опорного и измерительного каналов идеальны.

Постоянство частоты Ω выходных напряжений смесителей обеспечивается с помощью схемы фазовой автоподстройки частоты гетеродина под частоту входного сигнала ω_1 , обеспечивающую выполнение условия

$$\omega_1 - \omega_2 = \Omega = \text{const.}$$

Избирательность по частоте входного сигнала и линейный режим преобразования обеспечивают высокую чувствительность измерительного канала двухканального гетеродинного преобразователя по уровню входного сигнала V_n , если обеспечена высокая развязка между каналами смесителей.

Основным недостатком гетеродинных преобразователей является сложность технической реализации широкополосных гетеродинов, двухканальных смесителей и систем ФАПЧ и, соответственно, высокая стоимость. Поэтому особенно в миллиметровом диапазоне более предпочтительным является использование гомодинных преобразователей, в которых большинство измерительных задач перенесено с СВЧ диапазона на уровень обработки данных, что приводит к относительно простым СВЧ измерительным схемам, но к более сложным алгоритмам калибровки и обработки измерительной информации.

5.2.2.2 Гомодинные преобразователи

В гомодинных преобразователях или схемах оба сигнала (и опорный и измерительный) исходят из одного источника и являются одинаковыми по частоте.

В них испытательный сигнал разделяется на два канала: измерительный и опорный (ИК и ОК). Сигнал ИК подается на исследуемый объект измерения, а сигнал ОК используется для реализации фазочувствительного гомодинного преобразования частоты. Это преобразование реализуется с помощью простых (небалансных) и балансных смесителей, работающих в гомодинном режиме. Такие преобразователи

и процессы преобразования называют соответственно гомодинными детекторами, или гомодинным детектированием.

Структурная схема гомодинного детектора на основе простого смесителя представлена на рисунке 5.3.

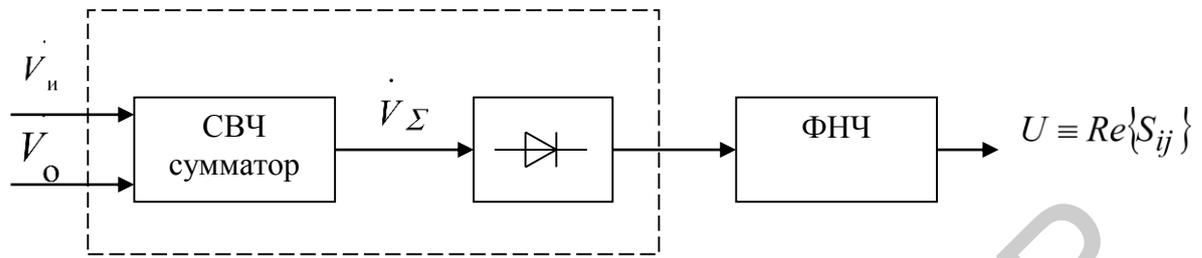


Рисунок 5.3 – Структурная схема гомодинного детектора

При использовании немодулированного источника, а также при двухполосной амплитудной модуляции информация о фазе используемого параметра теряется в результате наложения продуктов амплитудного детектирования верхней и нижней боковой полосы частот. Поэтому такие гомодинные детекторы называют скалярными, а их выходные сигналы, отфильтрованные фильтрами низкой частоты, содержат информацию только о реальных составляющих векторной суммы:

$$U \equiv \operatorname{Re} \left\{ K_d \left[V_i + V_o \right]^2 \right\}, \quad (5.4)$$

где K_d – коэффициент передачи СВЧ сумматора и детектора;

V_i – сигнал измерительного канала;

V_o – сигнал опорного канала.

Для упрощения анализа схемы гомодинного детектора примем следующие допущения:

- пренебрегаем рассогласованием между отдельными компонентами гомодинного детектора и конечными развязками между каналами;
- полагаем характеристику детектора строго квадратичной.

Запишем выражение для

$$V_i = |E_o| \cdot |K_H| \cdot |S_x| \cdot e^{j(\varphi_n + \varphi_x)}; \quad (5.5)$$

$$V_o = |E_o| \cdot |K_o| \cdot e^{j\varphi_o}, \quad (5.6)$$

где E_o – амплитуда поля в точке разветвления опорного и измерительного каналов;

$|\dot{K}_o|, |\dot{K}_и|, \varphi_o, \varphi_и$ – модули и аргументы коэффициентов передачи измерительного и опорного каналов соответственно;

$|\dot{S}_x|, \varphi_x$ – модуль и аргумент измеряемого параметра.

Подставим выражения (5.5) и (5.6) в (5.4), получим

$$U = K_d \cdot |\dot{E}_o|^2 \cdot \left[|\dot{K}_и|^2 \cdot |\dot{S}_x|^2 + 2 \cdot |\dot{K}_и| \cdot |\dot{K}_o| \cdot |\dot{S}_x| \cdot \cos(\varphi_и + \varphi_x - \varphi_o) + |\dot{K}_o|^2 \right]. \quad (5.7)$$

Формула (5.7) является упрощенной математической моделью скалярного гомодинного детектора, выполненного на основе простого смесителя, и описывает процесс скалярного гомодинного детектирования.

Из выражений (5.4)–(5.7) видно, что выходное напряжение гомодинного детектора зависит как от $\dot{V}_и$, так и от \dot{V}_o . Поэтому в гомодинных схемах важна стабилизация выходной мощности генератора, так как измерения этой мощности полностью передаются в выходной сигнал гомодинного детектора.

Наличие квадратичных членов в формуле (5.7) несколько ограничивает динамический диапазон измерений и затрудняет получение информации о реальной части измеряемого параметра ($Re[\dot{S}_x]$). Однако эти ограничения можно преодолеть с помощью специальных схем и алгоритмов функционирования анализаторов цепей.

Из (5.7) можно найти реальную часть измеряемого параметра, определив при калибровке другие входящие в это выражение величины.

Но для получения комплексного значения \dot{S}_x необходимо определить значение мнимой части измеряемого параметра ($Im[\dot{S}_x]$). Для этого можно использовать два или несколько скалярных гомодинных детекторов совместно с различными устройствами, реализующими необходимый сдвиг фаз.

Такие схемы можно представить в виде параллельно-временного восьмиполусного (рисунок 5.4) и последовательно-временного шестиполусного (рисунок 5.5) векторных гомодинных детекторов (ВГД).

Выходные сигналы восьмиполусного ВГД в соответствии с выражением (5.7) можно представить в следующем виде:

$$U_1 = K_{д1} \cdot |\dot{E}_o|^2 \cdot \left[|\dot{K}_{и1}|^2 \cdot |\dot{S}_x|^2 + 2 \cdot |\dot{K}_{и1}| \cdot |\dot{K}_{о1}| \cdot |\dot{S}_x| \cdot \cos(\varphi_{и1} + \varphi_x - \varphi_{о1}) + |\dot{K}_{о1}|^2 \right]; \quad (5.8)$$

$$U_2 = K_{д2} \cdot |\dot{E}_o|^2 \cdot \left[|\dot{K}_{и2}|^2 \cdot |\dot{S}_x|^2 + 2 \cdot |\dot{K}_{и2}| \cdot |\dot{K}_{о2}| \cdot |\dot{S}_x| \cdot \cos(\varphi_{и2} + \varphi_x - \varphi_{о2}) + |\dot{K}_{о2}|^2 \right], \quad (5.9)$$

где $|K_{и1}|$, $|K_{и2}|$, $|K_{о1}|$, $|K_{о2}|$, $\varphi_{и2}$, $\varphi_{и1}$, $\varphi_{о1}$, $\varphi_{о2}$ – модули и аргументы коэффициентов передачи первого и второго скалярных гомодинных детекторов соответственно.

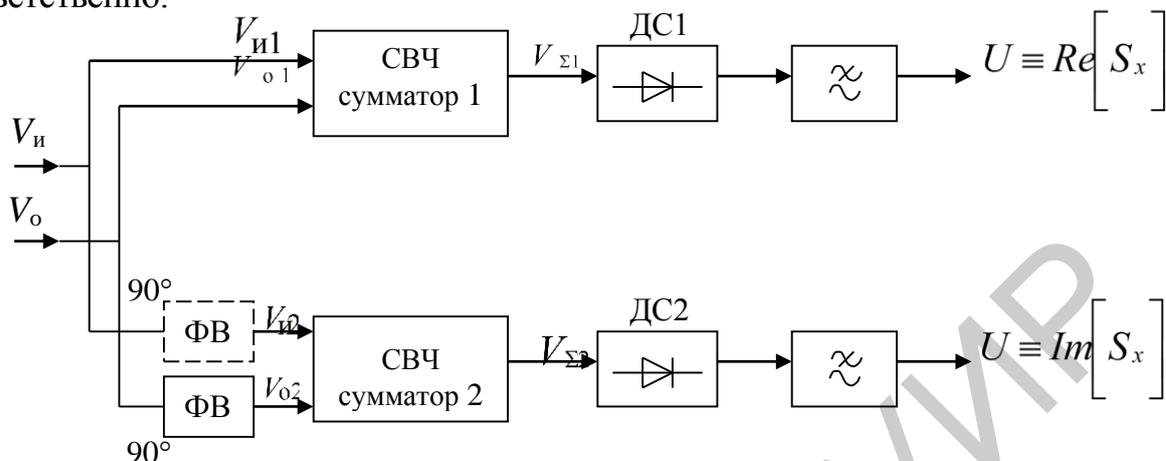


Рисунок 5.4 – Структурная схема восьмиполусного векторного гомодинного детектора

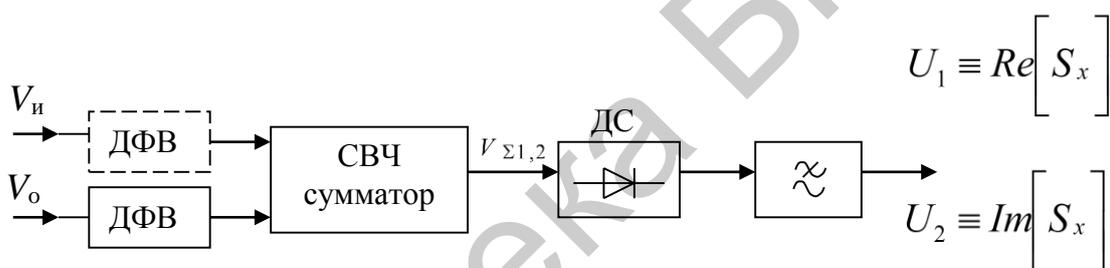


Рисунок 5.5 – Структурная схема шестиполусного векторного гомодинного детектора

Для шестиполусного ВГД при двух состояниях дискретного фазовращателя (ДФВ) (0 и 90°) напряжения U_1 и U_2 будут иметь такой же вид, как (5.8) и (5.9) при условиях

$$K_{д1} = K_{д2} = K_{д}; |K_{и1}| = |K_{и2}| = |K_{и}|; |K_{о1}| = |K_{о2}| = |K_{о}|; \varphi_{и1} = \varphi_{и2} = \varphi_{и}; \varphi_{о1} = \varphi_{о2} = \varphi_{о}.$$

Причем знак перед вторым слагаемым выражения (5.9) противоположен знаку сдвига фаз ДФВ, а выходные напряжения детекторов не зависят от места включения ФВ (в опорный или измерительный канал).

Местоположение ФВ определяется в основном конструктивными требованиями. В восьмиполусных ВГД вместо ФВ можно использовать также различные схемы на основе гибридных соединений, позволяющие получить необходимый фазовый сдвиг.

Возможна практическая реализация векторных анализаторов цепей на базе любой из приведенных схем. Но схемы анализаторов на базе шестиполусных ВГД получаются более простыми и имеют более простые алгоритмы калибровки.

Недостатком гомодинных методов и схем является более низкий динамический диапазон. Основным достоинством является значительно более простое используемое СВЧ оборудование.

5.2.3 Гетеродинные векторные анализаторы цепей

Гетеродинные векторные анализаторы СВЧ цепей – это измерители S -параметров, использующие частотное преобразование исходных СВЧ сигналов, измерительного и опорного, полученных от разных источников, в информационные низкочастотные сигналы, измерение амплитудных и фазовых соотношений которых позволяет получить необходимую информацию о комплексных S -параметрах исследуемого устройства.

Структурная схема гетеродинного ВАЦ представлена на рисунке 5.6.

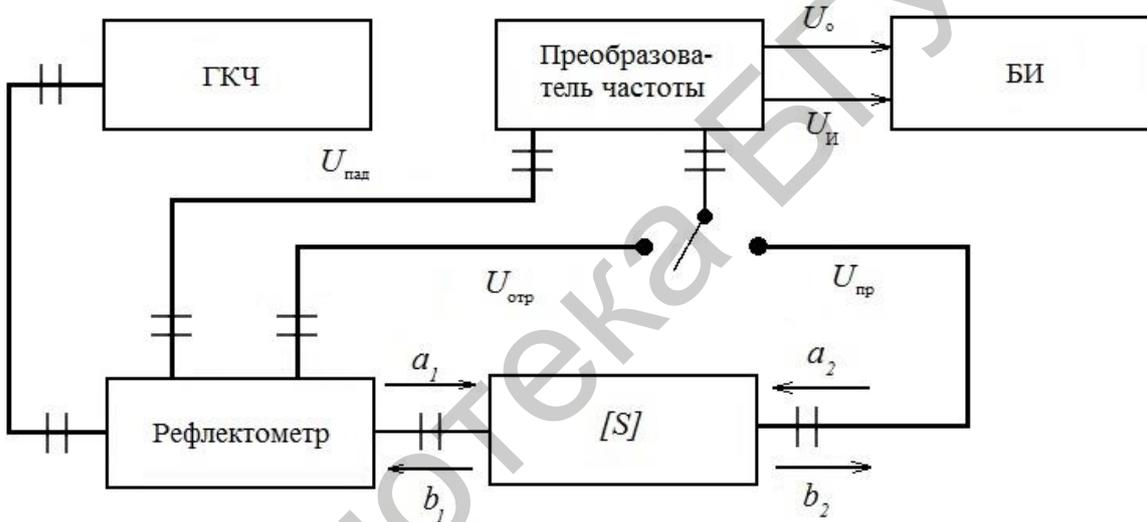


Рисунок 5.6 – Структурная схема гетеродинного ВАЦ

Блок измерительный выполняет функции векторного измерителя отношений и индикатора. В качестве преобразователя частоты используется двухканальный гетеродинный преобразователь (см. рисунок 5.2), описание работы которого приведено в подпункте 5.2.2.1. Рефлектометр состоит из двух последовательно соединенных направленных ответвителей, выделяющих сигналы пропорциональные амплитуде сигналов падающей ($U_{пад}$) и отраженной ($U_{отр}$) волны.

На выходах смесителей гетеродинного преобразователя частоты выделяется напряжение промежуточной частоты $\Omega = f_{ген} - f_{ГКЧ}$ вида (5.3).

В процессе работы гетеродин перестраивается синхронно с ГКЧ. При этом важным требованием, предъявляемым к гетеродинным ВАЦ, является постоянство частоты Ω выходных напряжений, которое обеспечивается с

помощью системы фазовой автоподстройки частоты гетеродина под частоту входного сигнала опорного канала.

В измерительном блоке с помощью измерителя отношений производятся измерения отношения амплитуд сигналов U_o и $U_{и}$, а с помощью фазового детектора определяется разность фаз сигналов. После детектирования и усиления сигналы, пропорциональные $|S_{ij}|$ и аргументу φ_{ij} , подаются на ЭЛТ.

Как правило, в ВАЦ параметры $S_{21}(S_{12})$ отображаются в декартовых координатах, а параметры $S_{11}(S_{22})$ – и в декартовых, и в полярных координатах.

Источниками погрешностей ВАЦ являются:

- неточность установки отсчета и нестабильность частоты ГКЧ;
- погрешности измерительного блока;
- рассогласования и другие погрешности, связанные с неидеальностью узлов рефлектометра и преобразователя частоты;
- нелинейность преобразования смесителей.

К достоинствам гетеродинных ВАЦ следует отнести высокую чувствительность по уровню входных сигналов (порядка 10^{-12} – 10^{-14} Вт) и избирательность по спектру частот входных сигналов, большие пределы измеряемых ослаблений (до 80–100 дБ), широкие функциональные возможности (обеспечивают измерения комплексных значений S-параметров, КСВН, ослаблений, полных сопротивлений и проводимостей линейных и нелинейных устройств, измерения ГВЗ, измерения узкополосных и широкополосных устройств и др.), хорошие метрологические характеристики, в том числе высокая разрешающая способность по амплитуде (0,001 дБ) и фазе (0,01 град). Однако указанные достоинства гетеродинных ВАЦ обеспечиваются за счет большой сложности схемы, а сами анализаторы являются весьма дорогостоящими приборами (например, для получения необходимых характеристик в качестве источника, и гетеродина используют дорогостоящие синтезаторы частоты и т. п.).

Основным недостатком гетеродинных ВАЦ измерительных СВЧ сигналов является сложность создания широкополосных гетеродинов, двухканальных смесителей и систем ФАПЧ.

Примером ВАЦ гетеродинного типа миллиметрового диапазона волн являются системы типа 8510XF фирмы Hewlett-Packard, работающие в диапазоне до 110 ГГц.

Высокая стоимость и сложность ВАЦ, построенных на основе гетеродинного метода, ухудшение параметров при попытке упрощения их схемы, отсутствие стабильных источников СВЧ сигнала и широкополосных преобразователей частоты – все это предопределяет интерес к ВАЦ гомодинного типа, особенно при решении измерительных задач в миллиметровом диапазоне волн.

5.2.4 Гомодинные векторные анализаторы цепей

5.2.4.1 Способы построения схем гомодинных анализаторов

При построении схем гомодинных ВАЦ могут быть использованы различные варианты модуляции опорного и измерительного сигналов [2]. Возможен вариант, когда модуляция СВЧ сигналов (опорного и измерительного) может вообще отсутствовать, а обработка информации об измеряемых S -параметрах осуществляется на постоянном токе. Этот путь используется при разработке простых и дешевых гомодинных ВАЦ, которые, однако, не могут сравниться по своим характеристикам с гетеродинными ВАЦ.

Основным недостатком таких анализаторов является сложность алгоритмов калибровки и измерений, малые пределы измеряемых ослаблений (не более 40 дБ) и необходимость использования генератора с повышенным уровнем выходной мощности (более 20 мВт).

Следующий способ построения схемы гомодинного ВАЦ основан на использовании амплитудной модуляции СВЧ сигнала в самом источнике. В используемых типах измерительных генераторов амплитудная модуляция осуществляется обычно модулирующим напряжением типа «меандр». Это достаточно эффективный путь повышения чувствительности и расширения динамического диапазона ВАЦ, но он имеет свои принципиальные ограничения из-за наличия составляющей, пропорциональной мощности опорного сигнала. Эта составляющая не позволяет измерять уровень полезного интерференционного сигнала, который меньше опорного. Поэтому динамический диапазон анализатора хотя и расширяется, но не превышает 40 дБ.

Выходные сигналы первичных преобразователей при такой модуляции содержат нелинейные члены (см. формулы (5.8) и (5.9)), которые существенно усложняют алгоритмы калибровки и обработки измерительной информации.

Другие способы построения гомодинных ВАЦ с детектированием СВЧ сигналов предполагают модуляцию СВЧ сигналов в опорном и измерительном каналах анализаторов цепей. Это может быть как амплитудная (АМ), так и фазовая модуляция (ФМ). Возможны различные варианты использования этих видов модуляции в гомодинных ВАЦ и соответствующих методов измерения S -параметров.

Метод Шафера – Кона [2] предполагает модуляцию по амплитуде СВЧ сигнала только в измерительном канале, сигнал которого получил название модулированной поднесущей в отличие от немодулированной несущей в опорном канале. Поэтому этот метод иногда называют методом с модулированной поднесущей.

Основное достоинство метода – устранение в протектированном сигнале составляющей, пропорциональной мощности опорного сигнала и ограничивающей динамический диапазон анализатора. Действительно, эта составляющая при модуляции в канале представляет собой напряжение

постоянного тока и отфильтровывается селективным усилителем, настроенным на частоту модуляции Ω . Кроме того, если реализуется балансная АМ измерительного сигнала, то за счет подавления несущей становится пренебрежимо малым в интерференционном сигнале и нелинейный член. Выражение для продетектированного напряжения, определяющего модуль $|S_x|$ и аргумент φ_x измеряемого S -параметра, становится предельно простым:

$$U_1 = 2 K_d |K_n| |K_o| |E_0|^2 |S_x| \cos(\varphi_x + \varphi_n) \cos \Omega t, \quad (5.10)$$

где $|K_n|, |K_o|$ – модули суммарных коэффициентов передачи (каналов) распространения опорного и измерительного сигналов от точки разветвления каналов до детектора;

K_d – коэффициент передачи детектора;

E_0 – амплитуда поля в точке разветвления измерительного и опорного каналов;

φ_n – фазовый сдвиг, учитывающий неидентичность фазочастотных характеристик (ФЧХ) этих цепей.

Напряжение (5.10) пропорционально только вещественной части измеряемого параметра S_x . Для определения модуля $|S_x|$ и фазы φ_x необходимо дополнительно иметь выражение вида

$$U_2 = |S_x| \sin(\varphi_x + \varphi_n) \cos \Omega t, \quad (5.11)$$

то есть необходимо иметь дополнительно квадратурный (сдвинутый на $\pi/2$ относительно U_1) сигнал.

При осуществлении балансной АМ измерительного сигнала есть два пути создания гибридных ВАЦ.

Во-первых, это однополосная модуляция измерительного сигнала с подавлением несущей, осуществляемая посредством двойных балансных смесителей или модуляторов с одной боковой полосой (ОБП).

Во-вторых, при балансной АМ измерительного сигнала можно применить в качестве первичных преобразователей СВЧ сигналов двойные балансные смесители с подавлением сигнала зеркального канала.

Наряду с амплитудной модуляцией измерительного сигнала одним из первых классических способов, примененных в гомодинных анализаторах цепей, стал способ с применением фазовой модуляции (ФМ) или фазовой манипуляции (ФМП) измерительного сигнала [2]. Широко известно применение линейной фазовой модуляции измерительного сигнала в пределах от 0 до 2π , осуществляемой с помощью электромеханических фазовращателей Фокса или их аналогов – ферритовых вращателей поляризации. Например, фазовращатели Фокса используются в установках для измерения ослабления и

калибровки аттенуаторов миллиметрового диапазона волн типа ДК1-15 в диапазоне частот 37,5–78,3 ГГц, а электрические фазовращатели, модулируемые линейно по закону «пилы», в установках типа ДК1-19 и ДК1-21 в диапазонах частот 78,33–118,1 ГГц и 129,2–142,8 ГГц соответственно. Периодическое изменение фазы измерительного сигнала в пределах $0-2\pi$ по линейному закону, как известно, эквивалентно сдвигу частоты этого сигнала на величину, равную скорости изменения фазы. По существу это однополосная модуляция измерительного сигнала, что и необходимо при создании гомодинных ВАЦ. Однако при этом необходимо отметить как недостаток фазовращателей Фокса то обстоятельство, что они не позволяют получить большие скорости изменения фазы и соответственно большие сдвиги частоты измерительного сигнала (обычно это десятки и сотни герцев).

В отличие от электромеханических фазовращателей Фокса современные электрические ферритовые фазовращатели обеспечивают возможность линейной модуляции с частотами в несколько десятков килогерцев (до 100 кГц) в диапазонах частот до 180 ГГц и могут быть использованы при построении схем ВАЦ. Однако изготовление таких ферритовых фазовращателей представляет собой серьезную технологическую задачу.

Другой способ предполагает дискретную фазовую манипуляцию измерительного сигнала по алгоритму $0/\pi$. Известно, что такая фазовая манипуляция эквивалентна балансной АМ со спектром выходного сигнала, равным

$$E(t) = \frac{2}{\pi} E_0 \left[\cos(\omega_0 + \Omega) t - \cos(\omega_0 - \Omega) t + \frac{1}{3} \cos(\omega_0 + 3\Omega) t - \frac{1}{3} \cos(\omega_0 - 3\Omega) t + \dots \right], \quad (5.12)$$

где $\Omega=2\pi F$ соответствует частоте F коммутации фазы измерительного сигнала с амплитудой E_0 .

Коммутирующее напряжение, определяющее спектр (5.12), должно быть «меандром». Как и в случае с балансной АМ, в спектре отсутствует несущая, за счет подавления которой в интерференционном сигнале становится пренебрежимо малым нелинейный член.

Сопоставление выражения (5.12) с выражением, описывающим спектр сигнала при балансной АМ [2], показывает, во-первых, что даже при коэффициенте амплитудной модуляции $M=1$ соотношение амплитуд первых (полезных) боковых полос сигналов равно $4/\pi \approx 1,27$ и благодаря этому расширяется динамический диапазон анализатора цепей с фазовой манипуляцией по алгоритму $0-\pi$.

Во-вторых, отклонение коммутируемого фазового сдвига от 180° в меньшей степени влияет на уровень подавления несущей, чем неидентичность характеристик плеч балансного амплитудного модулятора.

Отметим, что в настоящее время разработаны бинарные фазовращатели на $p-i-n$ -диодах в диапазоне до 110–120 ГГц. Они обладают достаточно высокой

скоростью, надежностью и хорошими эксплуатационными параметрами (не чувствительны к статическому электричеству, не требуют дополнительных питающих напряжений и имеют значительно меньшие габариты, чем балансные модуляторы).

При использовании фазовой манипуляции по алгоритму $0 - \pi$ алгоритмы калибровки и измерения подобны случаю балансной АМ.

Все сказанное позволяет сделать вывод о полной конкурентоспособности этого способа модуляции с балансной АМ и перспективности его использования в схемах ВАЦ миллиметрового диапазона волн.

Подробный анализ рассмотренных выше способов построения схем гомодинных анализаторов приведен в [2].

5.2.4.2 Структурные схемы гомодинных автоматизированных векторных анализаторов цепей

Структурная схема ВАЦ с четырнадцатиполусным измерительным трактом и фазовой манипуляцией в измерительном канале приведена на рисунке 5.7, а соответствующая схема, реализующая отдельную модуляцию в опорном и измерительном каналах, приведена на рисунке 5.8.

В схеме, представленной на рисунке 5.7, сигнал с выхода ГКЧ поступает на вход направленного ответвителя НО1, выходы которого образуют измерительный и опорный каналы. Для уменьшения паразитных связей между опорным и измерительным каналами необходимо применение ответвителей с возможно большей направленностью (не менее 35–40 дБ). В измерительный канал включен фазовый манипулятор, работающий по алгоритму $0 - \pi$. Поскольку выходы ФМП характеризуются относительно большим уровнем КСВН (порядка 2–3), то для уменьшения его влияния в схему введены ферритовые вентили В1 и В2.

Сигнал с выхода ФМП поступает через направленный ответвитель НО2 на исследуемое устройство, характеризуемое матрицей рассеяния, и затем на направленный ответвитель НО3. Ответвитель НО2 ориентирован на отраженный от исследуемого устройства сигнал, а ответвитель НО3 – на сигнал, прошедший через исследуемое устройство. Параметры ответвителей НО2 и НО3 должны быть по возможности аналогичны параметрам ответвителя НО1, поскольку они также взаимно связаны соотношениями между полезным и паразитным сигналами. Причем для направленного ответвителя НО2, ориентированного на отраженный сигнал, высокая направленность является более существенным требованием, поскольку она определяет нижний предел значения измеряемого коэффициента отражения и погрешность его измерения. Так, при направленности ответвителя НО2, равной 30 дБ, расчетный предел измеряемого коэффициента отражения не может быть меньше 0,001.

В качестве анализатора фазовых дискриминаторов (АФД) в рассматриваемой схеме используются квадратурные мосты. Каждый из АФД подключен к выходу

вторичного канала ответвителей НО2 и НО3 и обеспечивает одновременное формирование сигналов измерительной информации о параметрах S_{11} и S_{22} . Опорный сигнал поступает на входы 2 АФД1 и АФД2 через делитель мощности, имеющий переходное ослабление 3 дБ и развязку между выходами не менее 12 дБ. Применение делителя мощности связано с необходимостью обеспечения синфазности деления опорного сигнала между АФД1 и АФД2. В качестве дополнительной меры по увеличению развязки между опорным и измерительным каналами, а также между каналами отраженной и прошедшей волн в схему введены вентили В3 и В4. Сигналы с АФД1 и АФД2 в устройстве обработки измерительной информации (УОИИ) усиливаются, фильтруются, преобразуются к цифровому виду и передаются по КОП в персональный компьютер для дальнейшей обработки и вычисления измеряемых S -параметров.

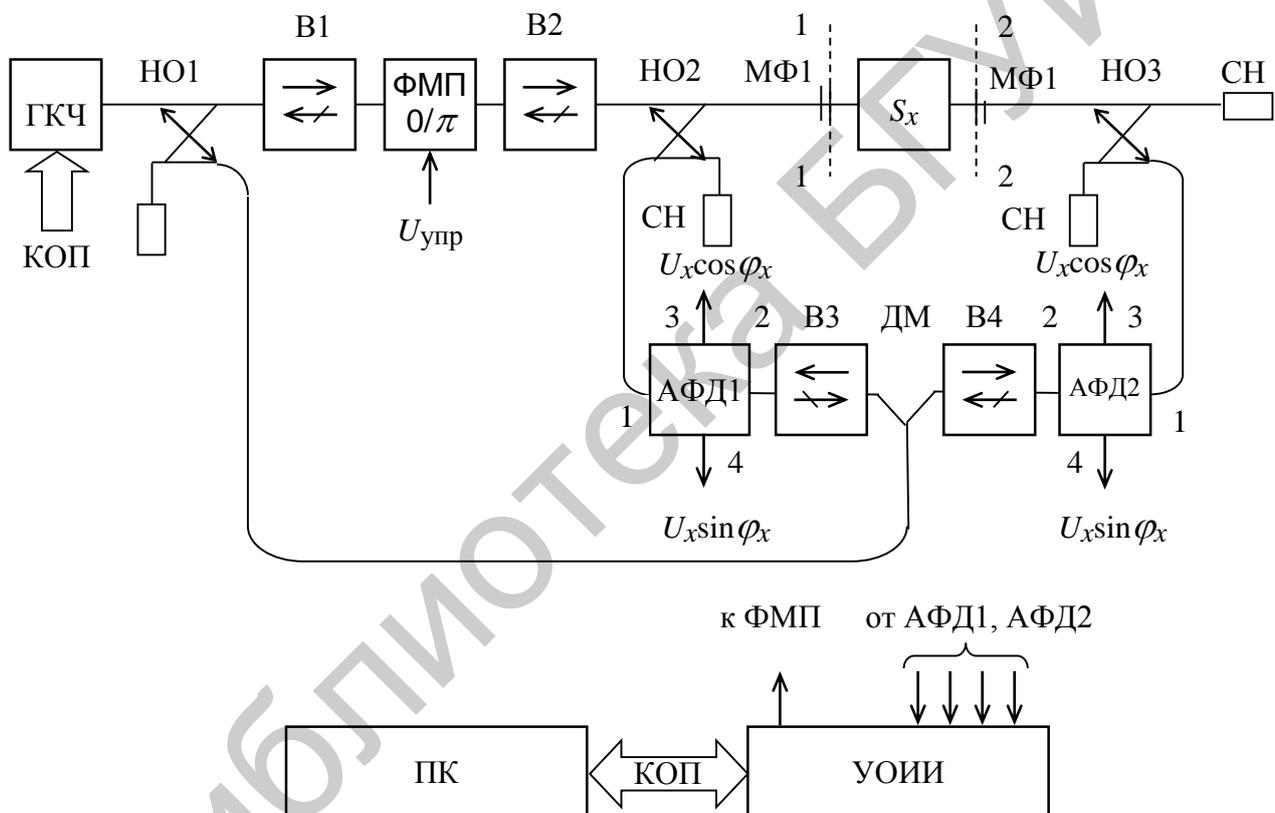


Рисунок 5.7 – Структурная схема четырнадцатиполусного гомодинного ВАЦ с ФМП в измерительном канале

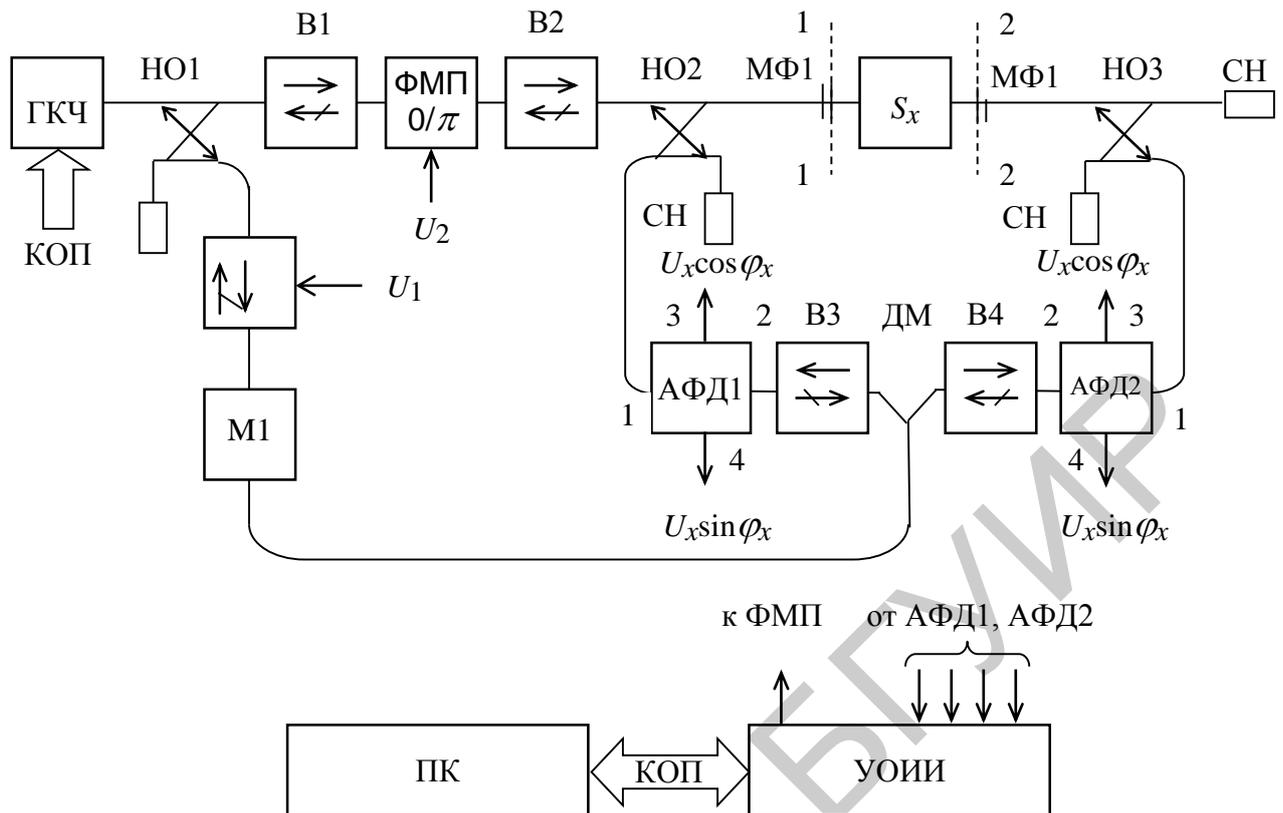


Рисунок 5.8 – Структурная схема четырнадцатиполусного гомодинного ВАЦ с раздельной модуляцией опорного и измерительного сигналов

Структурная схема, приведенная на рисунке 5.8, отличается от схемы, представленной на рисунке 5.7, тем, что в ней применены отдельные модуляторы в опорном и измерительном каналах. Как уже было отмечено ранее, эти модуляторы могут быть как фазовыми, так и амплитудными. В отличие от ФМП амплитудные модуляторы имеют лучшее согласование, поэтому при их применении нет необходимости дополнительно включать на входе и выходе каждого из них развязывающие вентили. Однако существует другая проблема, связанная с необходимостью исключить возможность проникновения модулирующего сигнала из опорного канала в измерительный и наоборот. Для этого в схему включены вентили В1 и В2, обеспечивающие совместно с направленным ответвителем НО1 развязку не менее 75 дБ.

На схемах, представленных на рисунках 5.7 и 5.8, показаны отрезки волноводов МФ1, которые используются при калибровке и являются мерами фазы (МФ). Их длина выбирается равной четверти средней длины волны в волноводе измерительного тракта $\frac{\lambda g_0}{4}$. В коротковолновой части миллиметрового диапазона волн отрезок волновода такой длины представляет собой тонкую шайбу. Обычно две такие шайбы вводятся в измерительный канал и учитываются при выравнивании электрических длин каналов. Поэтому на схемах ВАЦ они показаны как часть измерительного тракта. Дополнительно

к МФ1 имеются еще МФ2, длина которых больше длины МФ1 на $\frac{\lambda g_0}{4}$. Следовательно, замена шайб МФ1 на МФ2 изменит фазу коэффициента отражения на средней частоте рабочего диапазона ВАЦ на величину $2\varphi_0 = 180^\circ$. Частотная же зависимость изменяемой фазы может быть рассчитана по известной формуле:

$$2\varphi(f) = \frac{4\lambda\Delta l}{\lambda g} = \frac{4\lambda\Delta l}{c} f \sqrt{1 - \left[\frac{c}{2af}\right]^2}, \quad (5.13)$$

где Δl – разность геометрических длин МФ;

c – скорость света;

f – частота измерения;

a – размер широкой стенки волновода МФ.

Расчет частотного хода $2\varphi(f)$ для диапазона частот стандартного волновода показывает, что он не превышает 180 ± 60 град.

Структурная схема десятиполюсного гомодинного ВАЦ с отдельной модуляцией опорного и измерительного сигналов показана на рисунке 5.9. Эта схема отличается от приведенных на рисунках 5.7 и 5.8 схем упрощением СВЧ тракта и реализацией дополнительных возможностей по коммутации направлений распространения СВЧ сигнала.

Основными элементами СВЧ тракта ВАЦ, представленного на рисунке 5.9, являются измерительный мост (ИМ), делитель мощности, АФД и модуляторы М1–М3. Основой ИМ является кольцевой мост, входящий в балансный мост. Свойства такого кольцевого моста, имеющего два входа и два синфазных выхода, определяются возможностями волноводных делителей мощности. Измерительный мост образуется из кольцевого моста путем разрыва канала, соединяющего входы 2 и 3 ИМ. Сигнал с выхода ГКЧ поступает на вход ИМ, делится на две равные части, которые передаются синфазно на выходы 1 и 3. Выход 1 является началом измерительного канала, в который включаются исследуемые двухполюсники и четырехполюсники, а выход 3 – началом опорного канала. Сигнал, отраженный от двухполюсника или входа четырехполюсника, возвращается к выходу 1 и также делится на две равные части, одна из которых поглощается в выходном устройстве генератора, а другая поступает на выход 2. Возможно включение между ГКЧ и ИМ развязывающего вентиля, если КСВН выхода генератора превышает КСВН вентиля.

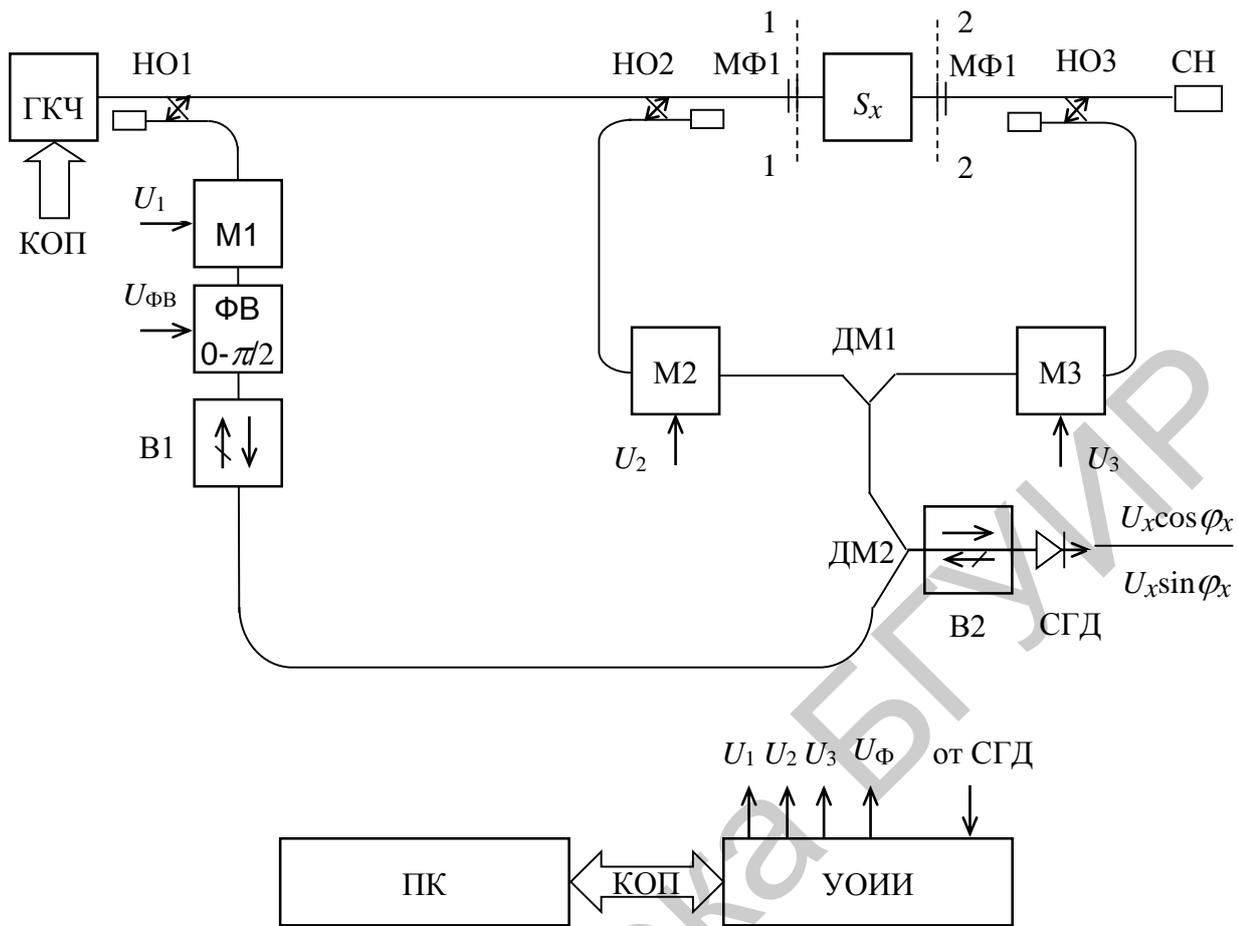


Рисунок 5.10 – Структурная схема восьмиполюсного гомодинного ВАЦ с отдельной модуляцией опорного и измерительного каналов

Как видно из рисунка, структурная схема такого анализатора является обобщающей для схем, приведенных на рисунках 5.8 и 5.9. Действительно, СВЧ тракт выполнен на основе направленных ответвителей, как и в схеме на рисунке 5.8. Коммутация и модуляция сигналов, пропорциональных отраженной и прошедшей волнам, осуществляется с помощью модуляторов М2 и М3, как и в схеме на рисунке 5.9. Отличием является отсутствие АФД и введение в опорный канал фазовращателя для получения квадратурных сигналов на выходе скалярного гомодинного детектора (СГД), что сокращает количество полюсов.

Сигнал с выхода ГКЧ делится с помощью направленного ответвителя НО1 с переходным ослаблением порядка 10 дБ на опорный и измерительный. Опорный сигнал с выхода вторичного канала НО1 поступает на модулятор М1. В реализованной схеме, которая предназначалась для работы в волноводном тракте сечением 1,6×0,8 мм, в качестве модуляторов использовались серийные амплитудные модуляторы, у которых КСВН входа и выхода не превышал значений 1,15–1,20. Такое согласование позволяет использовать модуляторы М1–М3 без дополнительных развязывающих вентилей. Сигнал с выхода

модулятора М1 поступает на фазовращатель, в котором происходит периодическое изменение его фазы $0 - \pi/2$. Значения КСВН входов фазовращателя находятся в тех же пределах, что и у модулятора М1. Однако в опорном канале после фазовращателя целесообразно установить развязывающий вентиль В1, так как включенные в схему делители мощности ДМ1 и ДМ2 имеют недостаточную развязку между входами 1 и 2 (порядка 12 дБ).

В измерительном канале после ответвителя НО1 сигнал проходит через ответвитель НО2, отражается от исследуемого устройства и поступает на модулятор М2. Прошедший после исследуемого устройства сигнал поступает через ответвитель НО3 на модулятор М3. Поскольку модуляторы М2 и М3 работают попеременно (по аналогии со схемой, представленной на рисунке 5.9), а ответвители НО2 и НО3 обладают высокой направленностью, то дополнительных средств по обеспечению развязки между каналами отраженной и прошедшей волн не требуется.

Библиотека БГУИР

ЛИТЕРАТУРА

1 Чернушенко, А. М. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн / А. М. Чернушенко, А. В. Майбородин. – М. : Радио и связь, 1986. – 336 с.

2 Гусинский, А. В. Векторные анализаторы цепей миллиметровых волн. В 3 ч. / А. В. Гусинский, Г. А. Шаров, А. М. Кострикин. – Минск : БГУИР. – Ч. 1 : Основные понятия и представления теории преобразования сигналов и спектрального анализа, 2004. – 214 с. ; Ч. 2 : Анализ СВЧ цепей, 2005. – 402 с. ; Ч. 3 : Принципы построения и анализ схем векторных анализаторов цепей, 2008. – 507 с.

3 Елизаров, А. С. Электрорадиоизмерения : учебник для вузов / А. С. Елизаров. – Минск : Выш. шк., 1986. – 320 с.

4 Сергеев, Н. П. Метрология, стандартизация и технические измерения в радиоэлектронике : учеб. пособие / Н. П. Сергеев. – М. : МАТИ, 2008. – 360 с.

5 Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах : учеб. пособие / под общ. ред. Б. Н. Тихонова. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 374 с.

6 Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах : учебник для вузов / В. И. Нефедов [и др.] ; под ред. В. И. Нефедова и А. С. Сигова. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 2005. – 599 с.

7 Ваттметр поглощаемой мощности СВЧ диапазона / О. В. Доницков [и др.] // Междунар. науч.-техн. конф., приуроч. к 50-летию МРТИ – БГУИР: материалы конф., Минск, 18–19 марта 2014 г.: в 2 ч. / БГУИР. – Минск, 2014. – Ч. 1. – С. 162–163.

8 Мальцев, В. А. Состояние разработок твердотельных СВЧ-генераторов малой мощности и устройств на их основе. / В. А. Мальцев, В. Ю. Максимов, В. И. Новоселец // Радиотехника. – 1999. – №4. – С. 44–54.

9 Голобов, В. П. Широкополосные электрические перестраиваемые интегральные генераторные модули КВЧ диапазона с повышенной температурной стабильностью частоты / В. П. Голобов, С. Ф. Каштанов, В. С. Косинский // Радиотехника. – 1999. – №10. – С. 51–55.

10 Бродуленко, И. И. Параметры, перспективы развития и применения стабильных низковольтных СВЧ генераторов малой и повышенной мощности / И. И. Бродуленко, В. А. Мальцев // Электронная техника. – 1994. – №4. – С. 3–7.

11 Новые средства радиоизмерений в миллиметровом диапазоне длин волн / А. В. Гусинский [и др.] // Метрология и приборостроение. – 2004. – №1. – С. 38–42.

12 Ворошень, А. В. Высокостабильные генераторы 3-сантиметрового диапазона длин волн / А. В. Ворошень, А. В. Гусинский, П. С. Хруш // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : материалы 12-й Междунар. Крымс. конф. (КрыМиКо, 2002), Севастополь, 9–13 сент. 2002 г. – Севастополь, 2002. – С. 536–537.

13 Ворошень, А. В. Синтезатор частоты 8-мм диапазона длин волн / А. В. Ворошень, А. В. Гусинский // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : материалы 13-й Междунар. Крымс. конф. (КрыМиКо, 2003). – Севастополь, 8–12 сент. 2003 г. – Севастополь, 2003. – С. 536–537.

14 Белов, Л. Компоненты синтезаторов стабильной частоты. Генераторы, управляемые напряжением / Л. Белов // Электроника, Наука, Технология, Бизнес. – 2004. – №1. – С. 42–46.

15 Белошицкий, А. П. Метрология и измерения. Измерение параметров цепей с распределенными постоянными : учеб.-метод. пособие / А. П. Белошицкий, А. В. Гусинский, А. М. Кострикин. – Минск : БГУИР, 1996. – 48 с.