

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Владимирский государственный университет

А.Д. ПОЗДНЯКОВ

КУРС ЛЕКЦИЙ ПО ДИСЦИПЛИНЕ
«МЕТРОЛОГИЯ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯ»

В двух частях

Часть 2

Владимир 2009

УДК 621.317.7

ББК 32.842

П47

Рецензенты:

Доктор физико-математических наук, профессор
зав. кафедрой теоретической физики

Владимирского государственного гуманитарного университета
В.Г. Рау

Доктор технических наук, профессор
зав. кафедрой радиотехники и радиосистем
Владимирского государственного университета
О.Р. Никитин

Печатается по решению редакционного совета
Владимирского государственного университета

Поздняков, А. Д.

П47 Курс лекций по дисциплине «Метрология и радиоизмерения». В 2 ч. Ч. 2 / А. Д. Поздняков ; Владим. гос. ун-т. – Владимир : Изд-во Владим. гос. ун-та, 2009. – 124 с. – ISBN 978-5-89368-976-1.

Предназначен для подготовки студентов в области радиоизмерений. В первой части рассмотрены задачи и основные понятия метрологического обеспечения, стандартизации и сертификации, основы теории погрешностей измерений, методы обеспечения единства измерений и др. Во второй части рассмотрены принципы и методы измерений радиотехнических величин, а также структурные схемы радиоизмерительных приборов: измерителей интервалов времени, фазометров, частотомеров, вольтметров, ваттметров, осциллографов, анализаторов спектра и др.

Рекомендован для студентов 3-го курса всех форм обучения специальностей 210302 – радиотехника, 210301 – радиофизика и электроника, 210405 – радиосвязь, радиовещание и телевидение.

Табл. 3. Ил. 125. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.317.7

ББК 32.842

ISBN 978-5-89368-976-1

© Владимирский государственный университет, 2009

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список принятых сокращений.....	4
Введение.....	5
Лекция 1. ИЗМЕРЕНИЕ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ И ФАЗОВЫХ СДВИГОВ.....	7
Лекция 2. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ	18
Лекция 3. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА.....	29
Лекция 4. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ.....	44
Лекция 5. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ.....	54
Лекция 6. ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛА.....	65
Лекция 7. АНАЛИЗ СПЕКТРА И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА	79
Лекция 8. ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	91
Лекция 9. ПАНОРАМНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ КСВ И S-ПАРАМЕТРОВ.....	102
Лекция 10. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ ДИАПАЗОНА СВЧ.....	109
Заключение.....	120
Библиографический список.....	121

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АРМ – автоматическая регулировка мощности

АРУ – автоматическая регулировка усиления

АС – анализатор спектра

ВАХ – вольтамперная характеристика

ВЧ – высокая частота

ИВИ – измеритель временного интервала

ИЛ – измерительная линия

ИНИ – измеритель нелинейных искажений

КСВ – коэффициент стоячей волны

МПС – микропроцессорная система

НЧ – низкая частота

ОЗУ – оперативное запоминающее устройство

ПЧ – промежуточная частота

РИП – радиоизмерительный прибор

РЭА – радиоэлектронная аппаратура

СИ – средство измерений

СКЗ – среднеквадратическое значение

УВХ – устройство выборки и хранения

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

ЦВ – цифровой вольтметр

ЭМП – электромагнитное поле

ЭСЧ – электронно-счетный частотомер

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в любой области науки, техники и производства невозможно обойтись без измерений. Основоположником отечественной радиоизмерительной техники считается академик М.В. Шулейкин, организовавший в 1913 г. производство первых радиоизмерительных приборов.

Электро- и радиоизмерительные приборы являются технической основой научно-исследовательской, опытно-конструкторской и производственной базы современной радиоэлектроники, вычислительной техники и средств автоматизации. Достижения в измерительной технике во многом определяют не только экономию трудовых затрат, но и экономию энергетических и материальных ресурсов. Повышение технического уровня радиоэлектронной аппаратуры невозможно без совершенствования средств измерений.

Расширение функциональных возможностей и улучшение метрологических характеристик приборов неразрывно связаны с разработкой новых и совершенствованием известных методов измерений, характеристик элементной базы, схемотехнических решений, конструкции и технологии изготовления [1, 2].

Совершенствование элементной базы предусматривает расширение возможностей и улучшение параметров радиоэлементов; увеличение степени интеграции аналоговых и цифровых узлов приборов; повышение надежности приборов и уменьшение энергопотребления.

Особенно перспективно использование в радиоизмерительных приборах средств вычислительной техники, прежде всего микропроцессоров (МП), которые могут выполнять сложную математическую обработку и анализировать измерительную информацию. При этом процесс измерений возможен в диалоговом режиме. Кроме того, МП освобождают оператора от выполнения вспомогательных операций, позволяя ему сосредоточить внимание на главном.

Проникновение микропроцессоров в измерительную технику позволило улучшить многие характеристики средств измерений, придать им новые свойства, открыло пути решения задач, которые ранее вообще не ставились. С помощью микропроцессорных систем, встроенных в измерительные приборы, достигается многофункциональность приборов, упрощение управления измерительной процедурой, улучшение метрологических характеристик, выполняются автоматизация регулировок, самокалибровка, вычислительные операции, статистическая обработка результатов наблюдений, создаются программируемые, полностью автоматизированные приборы [3].

Основные цели настоящего курса лекций состоят в том, чтобы систематизировать традиционные и новые подходы, используемые в теории и практике измерений, а также предоставить студентам необходимые базовые сведения по методам и средствам измерений в радиоэлектронике.

Для эффективного обучения студенты радиотехнических и телекоммуникационных специальностей ВлГУ, начиная с первого курса, выполняют лабораторные работы, в основе которых лежат измерения параметров радиотехнических сигналов и цепей. Поскольку результаты любых измерений, как бы тщательно они ни выполнялись, неизбежно содержат погрешности, то успешная работа студентов в лабораториях наряду с изучением средств и методов измерений и приобретением навыков работы предполагает также их знакомство с современными методами обработки полученных результатов, анализа и оценивания погрешностей.

Инженер непременно должен иметь ясное представление о возможностях измерительной техники, чтобы обеспечить взаимозаменяемость изделий, устройств и узлов радиоэлектронной аппаратуры. Поэтому знание современных требований в области измерений обязательно для специалистов, занимающихся управлением и организацией производства, исследователей, технологов и эксплуатационников.

Лекция 1. ИЗМЕРЕНИЕ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ И ФАЗОВЫХ СДВИГОВ

1. Измерители временных интервалов (ИВИ)

Методы измерения временных интервалов можно разделить:

- на осциллографические (методы калиброванных разверток, калиброванных временных меток, калиброванной задержки);
- цифровые (методы дискретного счета и интерполяции).

Метод дискретного счета (последовательного счета) при аппаратном разделении импульсов начала и конца измеряемого интервала времени представлен в виде структурной схемы (рис. 1.1) и поясняющих временных диаграмм (рис. 1.2). В основе работы лежит сравнение измеряемого интервала Δt_x с дискретным интервалом, воспроизводящим единицу времени $T_{обр} = T_{сч}$. При этом оценивается, во сколько раз измеряемый интервал Δt_x больше $T_{сч} = 1/F_{сч}$.

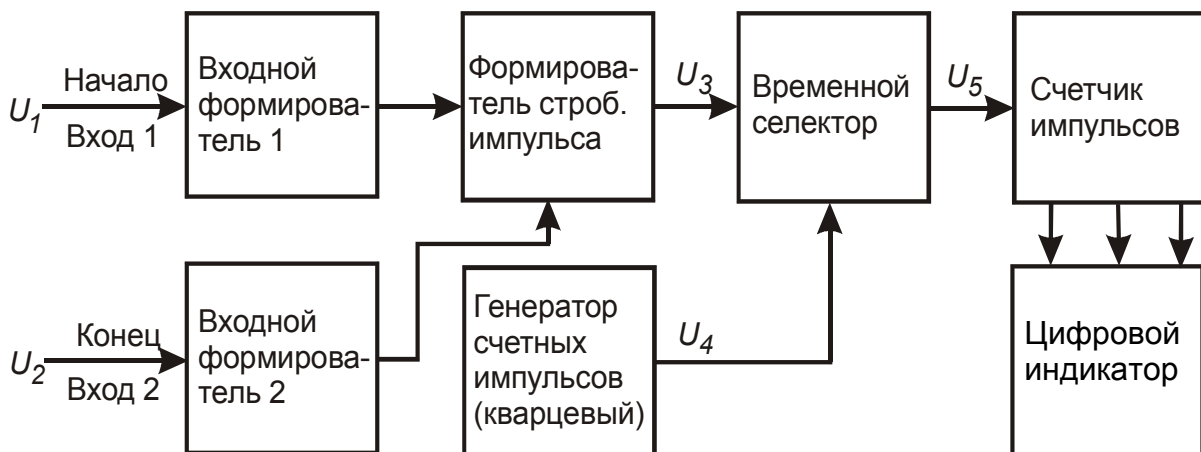


Рис. 1.1

Входные формирователи адаптируют уровни импульсов начала и конца измеряемого интервала времени. Формирователь стробирующего импульса вырабатывает «ворота» счета Δt_x , заполняемые с помощью временного селектора (схемы «И») счетными импульсами кварцевого генератора. Число m определяет счетчик: $\Delta t_x = m T_{сч}$.

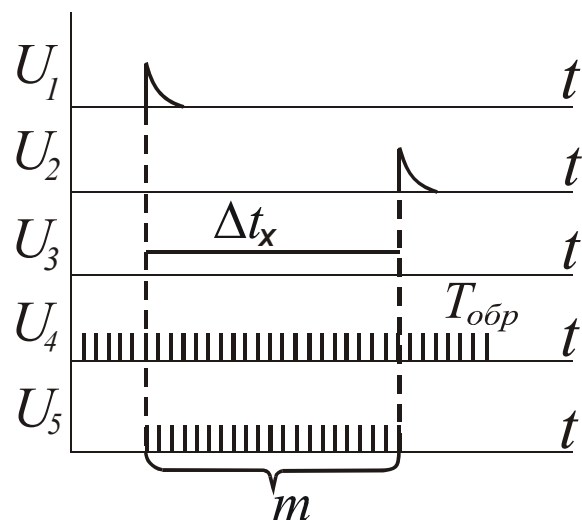


Рис. 1.2

Для прямых показаний выбирается $T_{сч} = 10^{-k}$, с, где $k = 1, 2, 3, \dots$. Например, для удобства прямого счета импульсов триггерным счетчиком можно выбрать $T_{сч}$, равное 100 или 10 нс.

Метод дискретного счета может применяться для измерения длительности импульса, который следует подавать на вход временного селектора в качестве U_3 . Возможно также измерение периода колебания с предварительным формированием импульса T_x .

Структура погрешности измерения следующая.

1. Погрешность меры – инструментальная погрешность, обусловленная нестабильностью частоты следования импульсов счета. Ее величина полностью определяется возможностями генератора с кварцевой стабилизацией. Реальная величина относительной погрешности

$$\delta_{кв} \in (10^{-5} \dots 10^{-8}).$$

2. Погрешность преобразования – инструментальная погрешность из-за неточности формирования временных ворот. Определяется шумами и нестабильностью порога срабатывания формирователей 1, 2 и формирователя стробирующего импульса. Абсолютная погрешность оценивается как разность длительностей реального и идеального импульса ворот:

$$\Delta_{зан} = \Delta t_x^* - \Delta t_x.$$

3. Погрешность сравнения – методическая погрешность, обусловленная тем, что в общем случае измеряемый интервал Δt_x не равен целому числу периодов $T_{сч}$. Это погрешность дискретизации (квантования), равная $\pm T_{сч}$.

Пример приведен на рис. 1.3. Здесь при фактической длительности $7T_{сч}$ погрешность достигает значений $\pm T_{сч}$.

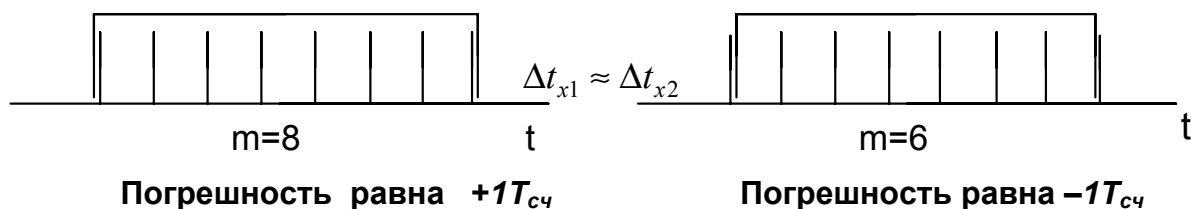


Рис. 1.3

Относительная погрешность дискретизации зависит от измеряемого интервала Δt_x :

$$\delta_q = \pm(T_{сч}/\Delta t_x) = \pm 1/m.$$

Все названные погрешности случайные. Предел допускаемой основной погрешности по максимуму

$$\delta_{пред} = \pm(\delta_{кв} + \delta_{зан} + 1/m).$$

Обычно величиной $\delta_{зан}$ пренебрегают, тогда $\delta_{кв}$ влияет при измерении больших длительностей (m велико), а δ_q – при измерении малых Δt_x . В последнем случае приходится увеличивать частоту $F_{сч}$, измерять Δt_x в течение нескольких интервалов (измерение $n\Delta t_x$ с последующим делением на n), проводить интерполяцию на неполных отрезках $T_{сч}$.

Метод интерполяции применяют в современных приборах, например в ЧЗ-64, построенных с использованием МПС. В этих приборах различные функции (измерения интервалов времени, частоты и периода) реализуются на единой основе с применением интерполяционной техники, позволяющей существенно уменьшить погрешности квантования.

Структурная схема ЧЗ-64 представлена на рис. 1.4.

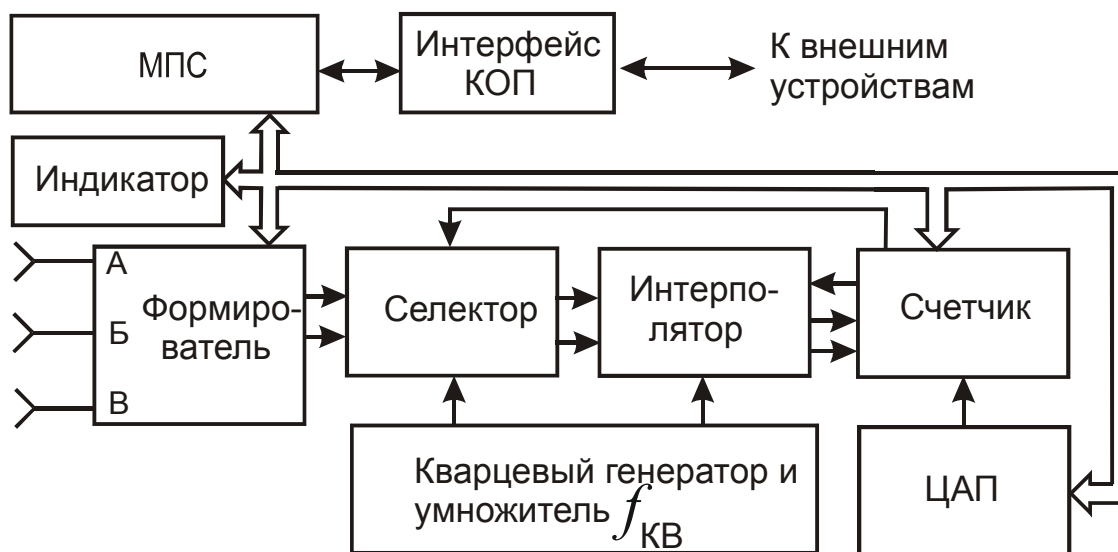


Рис. 1.4

Формирователь содержит усилители, ограничители, делители частоты и коммутатор. Прибор имеет входы:

- А – для измерений в диапазоне частот от 0,005 Гц до 150 МГц;
- Б – для измерений отношений, суммы, разности и т.д.;
- В – для измерений в диапазоне частот до 1500 МГц (с делителем).

Работа во всех режимах основана на формировании и измерении интервала времени с последующим вычислением нужных пользователю параметров сигнала. Измеряемый интервал t_x квантуется метка-

ми времени через 10 нс (частота 100 МГц). При измерении частоты формируемый интервал соответствует целому числу периодов исследуемого сигнала.

Измеряемый интервал определяется по формуле (рис. 1.5)

$$\Delta t_x = t_x = t_o + t_1 - t_2,$$

где $t_o = m_o T_{cл}$ – интервал между вторым от начала (старта) и вторым от конца (стоп) тактовыми импульсами; t_1 – интервал между началом и вторым тактовым импульсом; t_2 – интервал между концом и вторым тактовым импульсом.

Селектор формирует интервалы времени t_o , t_1 , t_2 . В интерполяторе импульсы t_1 и t_2 расширяются в 128 раз для последующего измерения методом счёта с дискретом 10 нс (как и основной интервал t_o). В результате интерполяции разрешающая способность с 10 нс повышается до 0,1 нс (соответствует заполнению 10 ГГц). Счетчик считает тактовые импульсы в интервале t_o , а также в расширенных интервалах t_1 и t_2 .

Интегратор содержит два канала (t_1 и t_2), неидентичность которых приводит к погрешности измерения. В приборе предусмотрен режим калибровки сдвига интерполяторов, осуществляемый автоматически при включении прибора, а также по желанию оператора. При этом определяется поправочное число, которое подается в ОЗУ для введения поправки.

Вычислительное устройство (МПС) осуществляет обработку с учетом поправочного числа Δm по формуле

$$t_x = 10 \left[m_o + (m_1 - m_2 - \Delta m) / 128 \right].$$

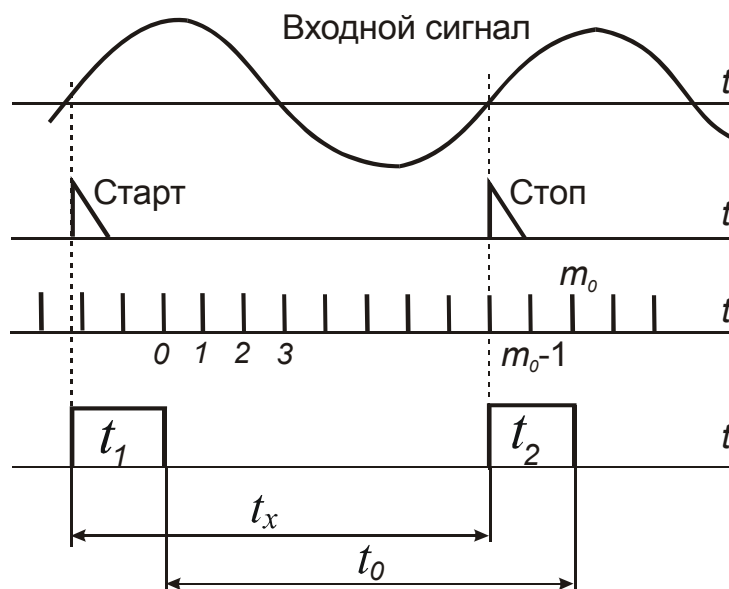


Рис. 1.5

С помощью ЦАП осуществляется установка требуемого уровня запуска. Кварцевый генератор формирует счетные импульсы с погрешностью $1 \cdot 10^{-8}$ после прогрева 2 ч. Температурный коэффициент частоты $-10^{-9}/1^\circ\text{C}$.

Аналоговый интерполятор построен на основе прецизионного интегратора. Временные диаграммы работы интерполятора приведены на рис. 1.6.

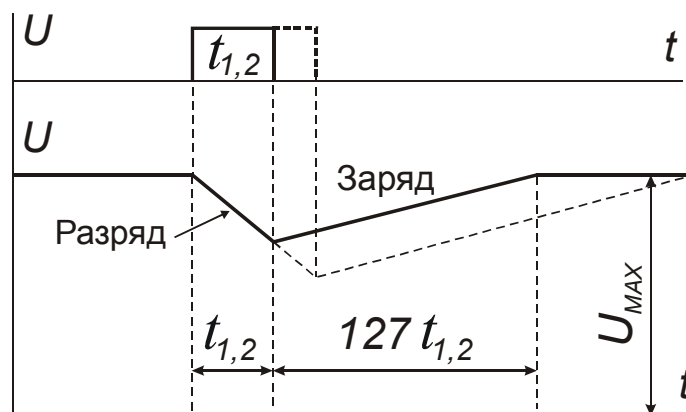


Рис. 1.6

При поступлении на вход расширителя (рис. 1.7) импульса $t_{1,2}$ происходит быстрый разряд конденсатора стабильным током $I_{\text{разр}}$. По окончании $t_{1,2}$ конденсатор медленно заряжается стабильным током $I_{\text{зар}} = \text{const}$, $I_{\text{зар}} \ll I_{\text{разр}}$ (примерно в 127 раз). Пороговая схема, на которую подается исходный уровень, вырабатывает расширенный импульс.

При калибровке устанавливается $t_1 = t_2 = 20$ нс и измеряются расширенные импульсы.

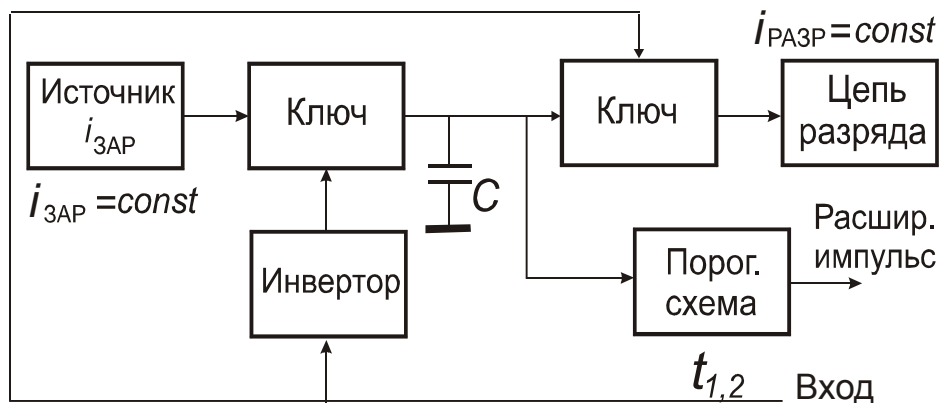


Рис. 1.7

Благодаря наличию МПС прибор позволяет проводить измерения с обработкой по формуле $P = \pm AX \pm B$, где X – результат прямого измерения, A и B устанавливаются оператором от 10^{-16} до 10^9 с любым знаком.

2. Измерители фазового сдвига – фазометры (Φ 2)

Фаза характеризует гармонический процесс. В практике радиоизмерений обычно решают задачу измерения разности фаз двух гармонических колебаний с равными частотами (рис. 1.8):

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2; \quad U_{1,2} = U_{m1,2} \sin(\omega t + \varphi_{1,2}).$$

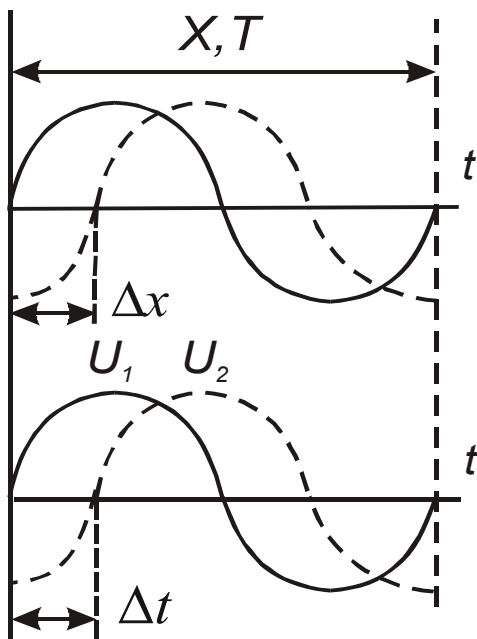


Рис. 1.8

Для негармонических колебаний применяют понятие «сдвиг во времени».

Методов измерений много.

1. Наиболее просто фазовый сдвиг измерить с помощью двухканального осциллографа (осциллографический метод на основе меток времени или линейной развертки), сделав отсчеты по оси абсцисс в координатах времени или длины:

$$\Delta\varphi = 360^\circ \Delta t / T = 360^\circ \Delta x / X.$$

Достижимая погрешность $2...5^\circ$ определяется разрешающей способностью осциллографа. Диапазон частот также ограничивается осциллографом.

2. Применяют компенсационные методы на основе сравнения измеряемого фазового сдвига с эталонным, создаваемым регулируемым фазовращателем, а также автокомпенсационные схемы.

Диапазон частот очень широкий, включает СВЧ. Точность на порядок выше – $0,2...0,5^\circ$ (рис. 1.9).

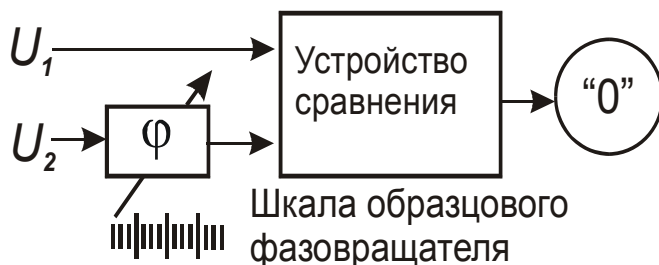


Рис. 1.9

Точность на порядок выше – $0,2...0,5^\circ$ (рис. 1.9).

3. Существует метод с преобразованием фазового сдвига в напряжение (используется фазовый детектор), во временной интервал и др.

Измерение разности фаз может осуществляться триггерным фазометром. Опорный и исследуемый сигналы поступают (рис. 1.10) на входы триггеров Шмитта, формирующих импульсы запуска.

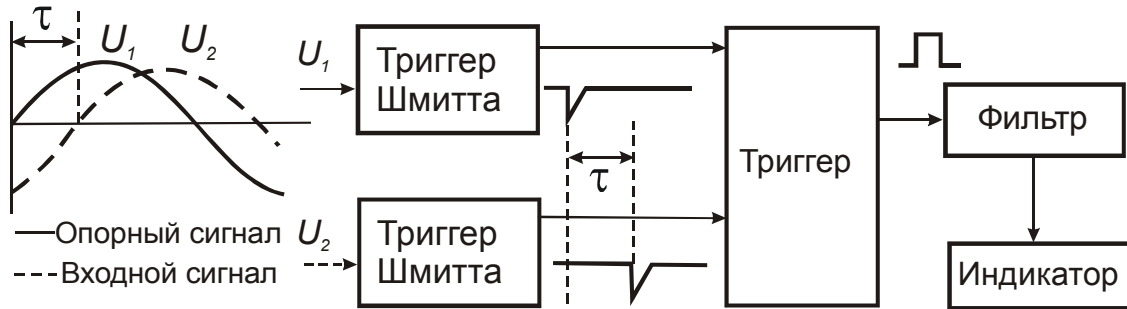


Рис. 1.10

Сформированные импульсы отрицательной полярности запускают триггер фазового детектора. Длительность импульса на выходе триггера и постоянное напряжение на выходе фильтра фазового детектора пропорциональны разности фаз между опорным и исследуемым сигналами.

4. Метод дискретного счета наиболее часто используют в цифровых фазометрах.

Рассмотрим фазометр с преобразованием сдвига фазы во временной интервал (рис 1.11 и 1.12).

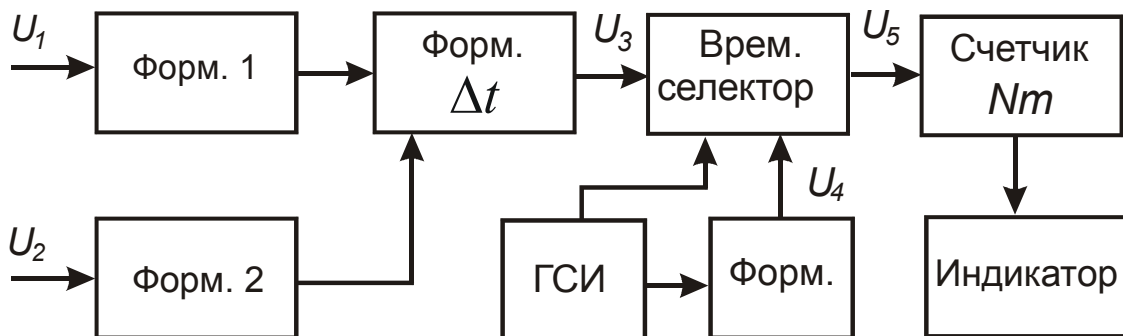


Рис. 1.11

Здесь два канала формирования импульсов. В интервал $T_{изм}$ попадает большое число импульсов счета в виде N пачек. Данный фазометр прямопоказывающий, сдвиг фазы пропорционален числу счетных импульсов за время $T_{изм}$:

$$\Delta\varphi = 360^\circ \frac{\Delta t}{T} = 360^\circ \frac{N\Delta t}{NT} \approx \frac{360^\circ NmT_{сч}}{T_{изм}} = 10^k Nm,$$

где $10^k = 360^\circ T_{сч} / T_{изм}$; $\Delta t \approx mT_{сч}$; $NT \approx T_{изм}$.

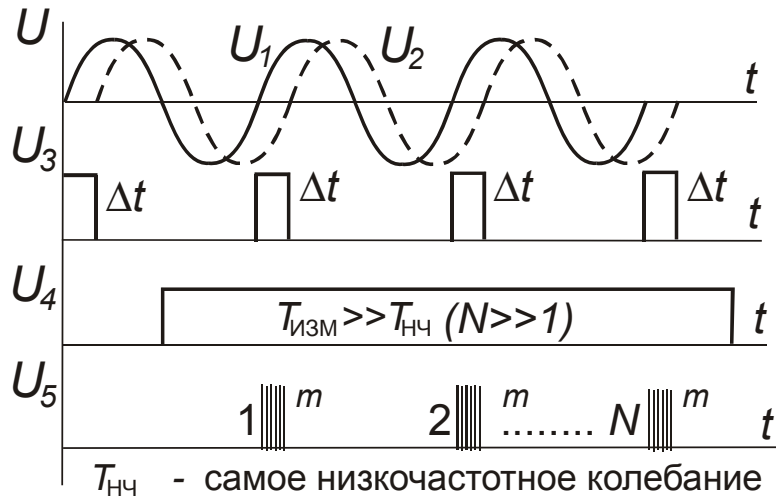


Рис. 1.12

Так как осуществляется преобразование $\Delta\varphi$ во временной интервал, то составляющие погрешности те же, что и при измерении временного интервала: $\delta_{кв}$, δ_q , $\delta_{зан}$. Добавляется погрешность, обусловленная нецелым числом периодов сигнала в интервале измерения $T_{изм}$. Эта погрешность может быть очень высокой, поэтому время измерения делают большим, оно может достигать десятков секунд, что неудобно.

Микропроцессорный фазометр (рис. 1.13) обладает высоким быстродействием и может измерять дополнительно частоту и период сигнала.

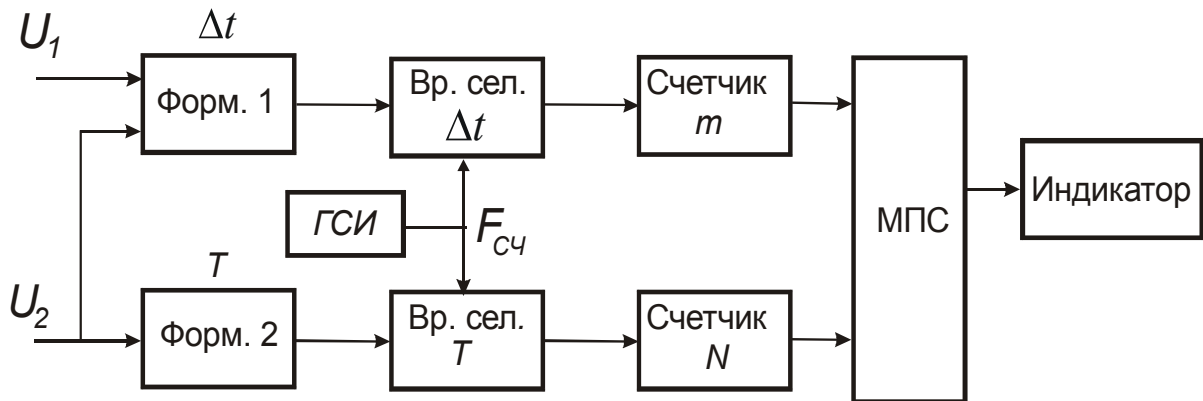


Рис. 1.13

Прибор позволяет измерять фазовые сдвиги всего за один период сигнала. Здесь в одном канале измеряется число счетных импульсов m , которое соответствует фазовому сдвигу, в другом канале – число счетных импульсов N , которое соответствует периоду. Фазовый сдвиг вычисляется по формуле

$$\Delta\varphi = 360^\circ \frac{\Delta t}{T} \approx 360^\circ \frac{m}{N}.$$

Возможен расчет за несколько периодов, т.е. можно определить средний фазовый сдвиг, что позволяет оценивать флуктуации фазовых сдвигов и их статистические характеристики.

Входное двухканальное гетеродинное преобразование позволяет расширить диапазон рабочих частот фазометра. При измерении малых фазовых сдвигов применяют умножение частот.

В фазометре ФК2-18 применен компенсационный метод измерения с двойным преобразованием частоты сигнала (рис. 1.14). Мощность от внешнего генератора делится на два равных по амплитуде и фазе сигнала, один из которых поступает в опорный канал, а другой – в измерительный, где он проходит через исследуемый четырехполосник. Отношение выходных сигналов есть комплексный коэффициент передачи исследуемого устройства.

Блок преобразователя переносит информацию о соотношении фаз и амплитуд сигнала ($f_c = 0,11 \dots 12,4$ ГГц) на фиксированную промежуточную частоту 278 кГц, а также обеспечивает автоматическую настройку на частоту входного сигнала и ее сопровождение. Перенос информации осуществляется по принципу двухканального супергетеродинного преобразования с помощью спектра периодических коротких импульсов. Для этого входные смесители выполнены в виде ключей, открываемых короткими импульсами. Частота следования импульсов f_c , задаваемая перестраиваемым генератором, поддерживается на уровне 19,722 МГц с помощью системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) $f = f_c - nf_c$. Система усилителей с АРУ и преобразователями частоты в обоих каналах позволяет осуществлять измерения при одновременном изменении входных уровней в пределах 15 дБ. Измерение разности фаз и отношений напряжений осуществляется на частоте 278 кГц.

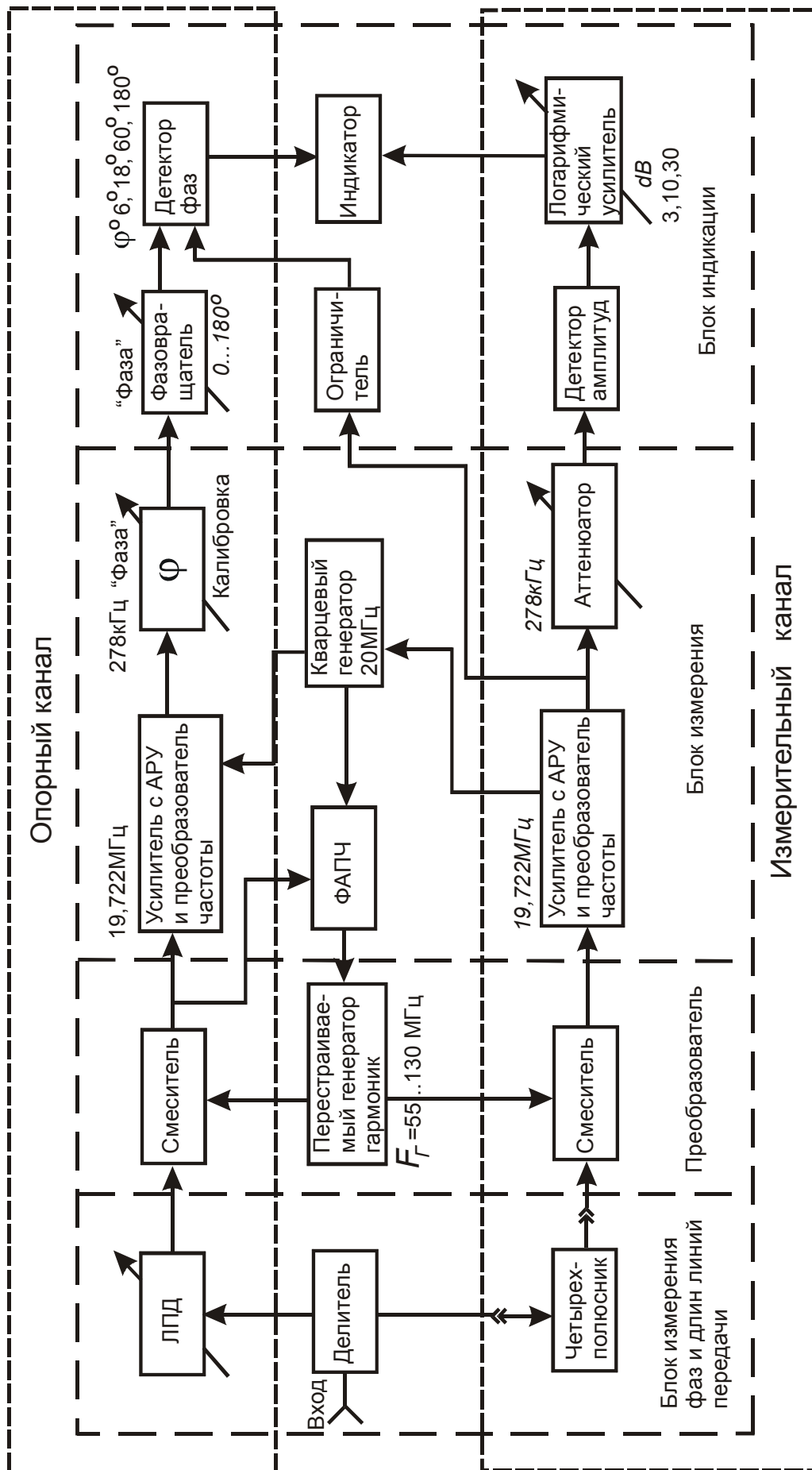


Рис. 1.14

Для измерения отношений уровней введены два аттенюатора. Один из них используется при калибровке прибора, а другой – непосредственно при измерениях. Измерение отношений уровней сигналов производится с помощью линейного амплитудного детектора и логарифмического усилителя для отсчета информации в децибелах.

Измерение разности фаз осуществляется триггерным фазометром, содержащим фазовращатель со ступенчатой регулировкой фазового сдвига. Опорный и исследуемый сигналы, сдвинутые на измеряемую разность фаз φ_x , поступают соответственно на входы фазовращателя и ограничителя. Симметрично ограниченные сигналы прямоугольной формы поступают на вход фазового детектора.

Контрольные вопросы

1. Поясните метод дискретного счета измерения интервала времени.
2. Какова структура погрешности для метода дискретного счета?
3. Поясните суть метода интерполяции.
4. Что делает МПС в режиме интерполяции?
5. Поясните возможности разных методов измерения разности фаз колебаний.
6. Поясните работу фазометра с жесткой логикой и преобразованием сдвига фазы во временной интервал.
7. Приведите структуру погрешности фазометра с жесткой логикой и преобразованием сдвига фазы во временной интервал.
8. Как работает микропроцессорный фазометр?
9. С какой минимальной относительной погрешностью можно измерить интервал времени $0,1 N$ мс, если частота счетных импульсов 1 МГц, для метода дискретного счета без интерполяции (N – номер студента по списку группы).
10. С какой минимальной относительной погрешностью можно измерить интервал времени $0,1 N$ мс, если частота счетных импульсов 1 МГц, для метода дискретного счета с интерполяцией.
11. С какой минимальной абсолютной погрешностью можно измерить сдвиг фазы на частоте $10 N$ Гц, если частота счетных импульсов 1 МГц, для метода дискретного счета с МПС. Какое требуется время измерения?
12. С какой минимальной относительной погрешностью можно измерить сдвиг фазы $5 N^\circ$ на частоте $10 N$ Гц, если частота счетных

импульсов 1 МГц, для метода дискретного счета с МПС. Какое требуется время измерения?

13. С какой минимальной абсолютной погрешностью можно измерить сдвиг фазы на частоте 10 Н Гц, если частота счетных импульсов 1 МГц, для метода дискретного счета с жесткой логикой за время $T=1$ с.

14. С какой минимальной относительной погрешностью можно измерить сдвиг фазы 5 N° на частоте 10 Н Гц, если частота счетных импульсов 1 МГц, для метода дискретного счета с жесткой логикой за время $T=1$ с.

Лекция 2. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

В настоящее время наиболее распространены электронно-счетные частотомеры (ЭСЧ), погрешность которых составляет $10^{-6} \dots 10^{-9}$. Резонансные частотомеры применяют в основном в диапазоне СВЧ. Их погрешность – от 10^{-3} до 10^{-5} . Гетеродинные частотомеры практически не используются, а гетеродинные преобразователи применяют для переноса СВЧ в область прямого счета.

1. Резонансные частотомеры, или волномеры

Это приборы, которые используют явление электрического резонанса. В основе действия (рис. 2.1) лежит метод сравнения измеряемой

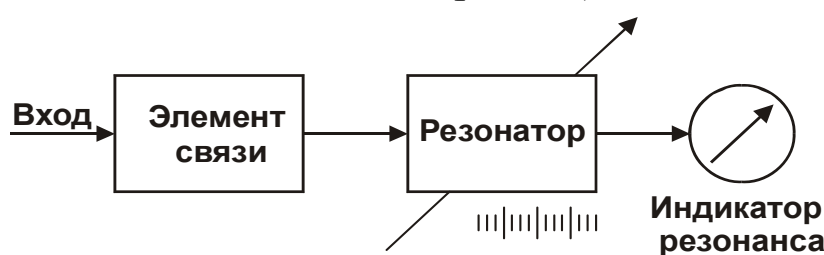


Рис. 2.1

частоты f_x с известной частотой f_p колебательной системы, настроенной в резонанс (на СВЧ применяют резонатор).

Погрешность настройки в резонанс определяется работой механических частей (люфтами, трением и т.д.), нагруженной добротностью Q_n и погрешностью индикатора δ_n :

$$\delta_f \approx \pm \frac{1}{2Q_n} \sqrt{\delta_n}.$$

Нагруженная добротность зависит от элементов связи, собственной добротности и потерь во входной и индикаторной цепях. Реальные значения Q_n – 100...10 000. В таблице приведены данные для $f_p \approx 3$ ГГц.

Вид резонатора Добротность	Коаксиальный $\lambda/4$	Прямоугольный H_{101}	Цилиндрический H_{111}	Цилиндрический H_{011}
Q_o	5000	20 000	30 000	60 000
Q_H	2000	10 000	15 000	40 000

Для колебания типа H_{011} уменьшаются тангенциальное магнитное поле у стенок и потери.

Собственная добротность зависит от типа резонатора, структуры поля в нем, глубины проникновения Δ , особенностей конструкции:

$$Q_0 = \frac{2}{\Delta} \frac{\int_V |\vec{H}|^2 dV}{\int_S |\vec{H}_\tau|^2 dS}.$$

В числителе находится интеграл по внутреннему объему резонатора, он пропорционален запасаемой энергии. В знаменателе – интеграл по внутренней поверхности резонатора, он пропорционален энергии потерь. Увеличение добротности возможно на основе использования сверхпроводимости. При этом глубина проникновения (Δ) уменьшается, а Q_o увеличивается. В качестве материалов для резонатора используются ниобий и свинец, охлаждаемые до 2...5 К. Собственная добротность резонатора в состоянии сверхпроводимости (Q_0) достигает 10^{11} .

В зависимости от способа включения детектора в тракт различают частотомеры с индикацией по максимуму и минимуму.

Схема с индикацией резонанса по максимуму и поясняющая диаграмма работы приведены на рис. 2.2 и 2.3. Здесь при $f_p \neq f_x$ ток детектора $I_d \rightarrow 0$, а при $f_p = f_x$ ток $I_d \rightarrow I_{max}$.

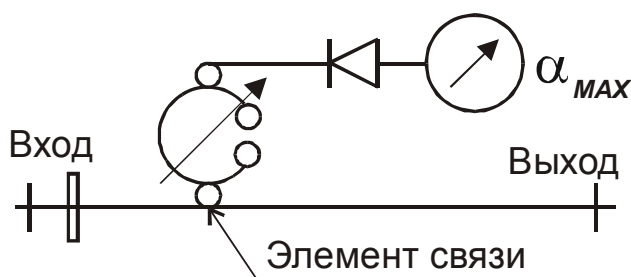


Рис. 2.2

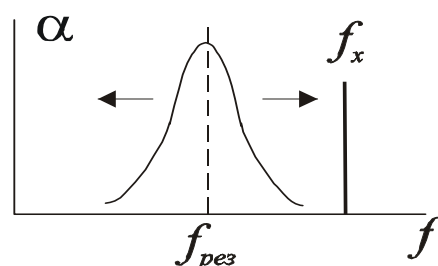


Рис. 2.3

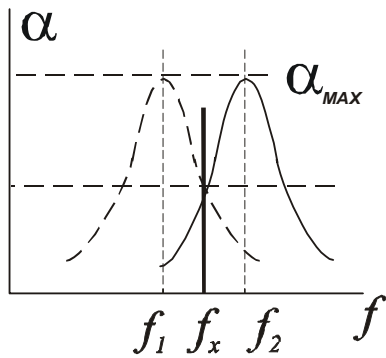


Рис. 2.4

Для повышения точности отсчет положения пологого максимума осуществляют методом «вилки» со снятием значений частоты на уровне максимальной крутизны АЧХ. При этом можно уменьшить погрешности механики, если усреднить отсчеты, полученные в процессе перестройки резонатора «вверх» и «вниз» по оси частот (рис. 2.4):

$$f_x = \frac{1}{2}(f_x^\uparrow + f_x^\downarrow),$$

где $f_x^\uparrow = \frac{1}{2}(f_1^\uparrow + f_2^\uparrow)$; $f_x^\downarrow = \frac{1}{2}(f_1^\downarrow + f_2^\downarrow)$.

Схема с индикацией резонанса по минимуму и поясняющая диаграмма работы приведены на рис. 2.5 и 2.6.

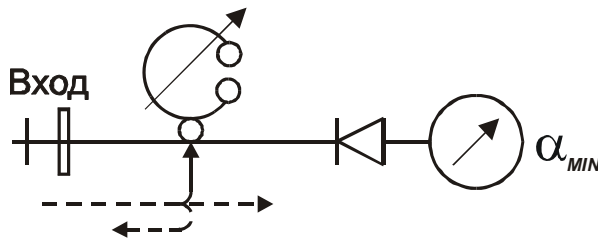


Рис. 2.5

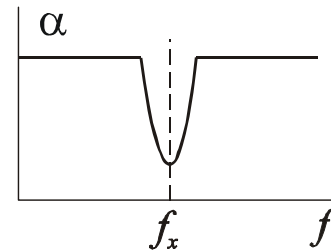


Рис. 2.6

Здесь при $f_p \neq f_x$ практически вся энергия СВЧ поступает на вход детектора. Если $f_p = f_x$, возрастает проводимость, вносимая резонатором в тракт, т.е. в тракте возникает неоднородность. При этом часть энергии поступает в резонатор и значительная ее доля отражается к генератору из-за возникшего рассогласования. Ток детектора снижается. При измерениях может применяться метод «вилки». Метод с индикацией по минимуму удобен тем, что при расстройке индикатор позволяет судить о наличии мощности в СВЧ тракте.

Для прямоугольного резонатора условие резонанса имеет вид: $l = p\lambda_B / 2$, где $p=1, 2, 3, \dots$. Используемые виды колебаний – E_{mnp} и H_{mnp} , основной вид – H_{101} . Изменяя l , можно настроиться в резонанс дважды на соседних колебаниях, например H_{101} и H_{102} . Тогда, точно измерив длину резонатора, можно оценить длину волны в волноводе:

$\lambda_B = (l_2 - l_1)$. Можно проградуировать шкалу настройки резонатора в единицах длины волны или единицах частоты. При этом необходимо помнить, что $\lambda_B \neq \lambda_0$.

Цилиндрический резонатор аналогичен прямоугольному, здесь волны также дисперсные: $V_\phi = \varphi(f)$ и $\lambda_B \neq \lambda_0$. Недостаток прямоугольных и особенно цилиндрических резонаторов – небольшой диапазон перестройки (менее октавы) на одном типе колебаний, поэтому чаще используют коаксиальные резонаторы – полуволновые и четвертьволновые. Для полуволнового резонатора $l_{рез} = n\lambda_0/2$, где $n=1, 2, \dots$.

Для четвертьволнового – $l_{рез} = \lambda_0/4$. В общем случае $l_{рез} = \frac{\lambda_0}{4}(2n-1)$, где $n=1, 2, \dots$. Реально длина резонатора из-за реактивности запердеального волновода чуть меньше. Пример конструкции волномера приведен на рис. 2.7.

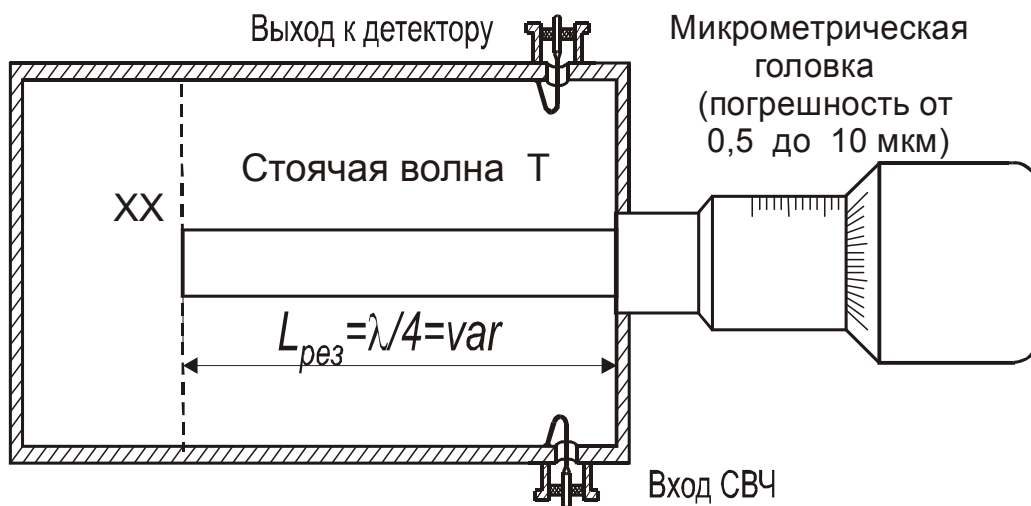


Рис. 2.7

2. Электронно-счетные частотомеры (ЭСЧ)

В области НЧ и ВЧ используют метод дискретного счета. При этом измеряется средняя частота периодического сигнала за время счета. ЭСЧ – это, как правило, многофункциональные приборы, измеряющие также период сигнала, длительность импульсов, интервалы времени, отношение частот, разность частот и др. В них реализуется принцип сравнения f_x с образцовой частотой и нахождение, во сколько раз неизвестная частота больше образцовой ($f_x > F_{обр}$):

$$f_x = m / T_{обр} = mF_{обр}.$$

Схема и поясняющие диаграммы работы приведены на рис. 2.8 и 2.9. Измерения, строго говоря, косвенные. Для получения прямых показаний выбирают $T_{\text{обр}}=10^{-k}$, с; $K=0; \pm 1; \pm 2, \dots$. Погрешности измерений f_x определяются погрешностью меры (кварцевым генератором) и погрешностью сравнения (дискретизации) [2].

$$\delta_q = \frac{\Delta}{f_x} = \pm \frac{1}{f_x T_{\text{обр}}} = \pm \frac{F_{\text{обр}}}{f_x} = \pm \frac{1}{m}.$$

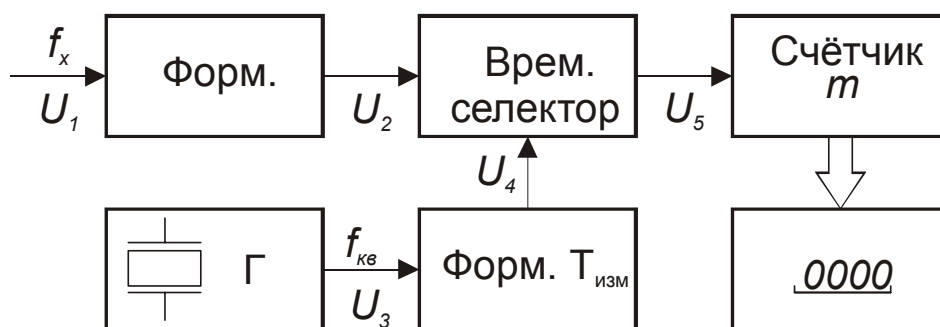


Рис. 2.8

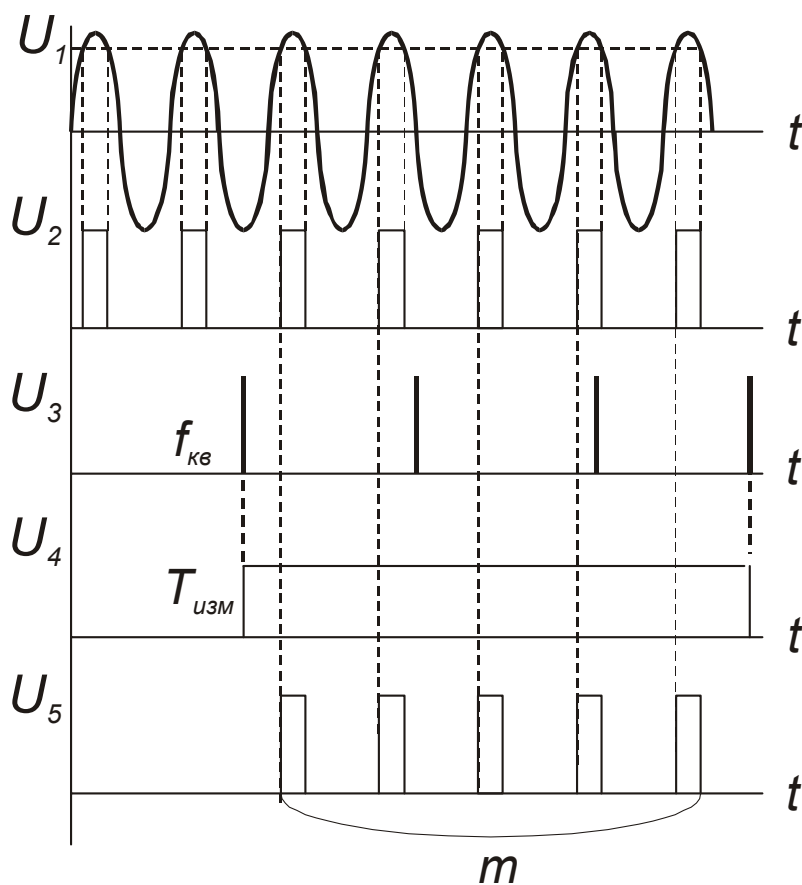


Рис. 2.9

Погрешность дискретизации при измерении НЧ может быть очень большой. Например, для $f_x=5$ Гц и $T_{\text{обр}}=1$ с получим $\delta_q \approx 20$ %. Для уменьшения погрешности дискретизации:

- увеличивают время счета;
- умножают частоту исследуемого сигнала в целое число раз;
- усредняют результаты многократных измерений;
- измеряют не частоту, а период.

В последнем случае необходима операция деления: $f_x=1/T_x$, поэтому целесообразно использование МПС.

В режиме измерения отношения частот (рис. 2.10) $m=f_1/f_2$, где $f_1 \gg f_2$.

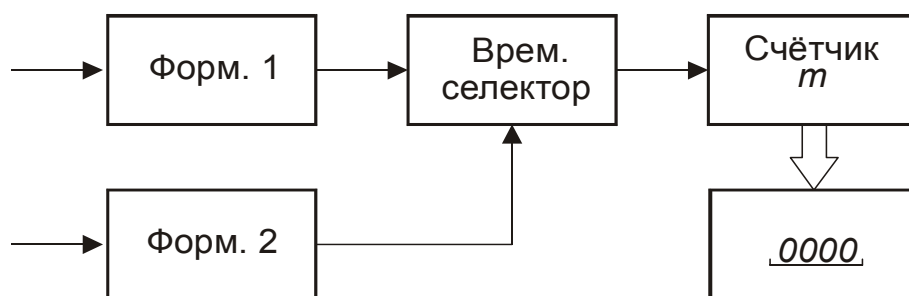


Рис. 2.10

В ЭСЧ с постоянной погрешностью в диапазоне измерений время счета ($T_{\text{обр}}$) равно целому числу периодов сигнала. В схеме (рис. 2.11) формируются временные ворота счета Δt_1 и Δt_2 (рис. 2.12). Причем интервал Δt_1 формируется независимо от входного сигнала, имеющего период T_x , поэтому в общем случае Δt_1 не равен целому числу периодов сигнала nT_x . Число n измеряется счетчиком 1.

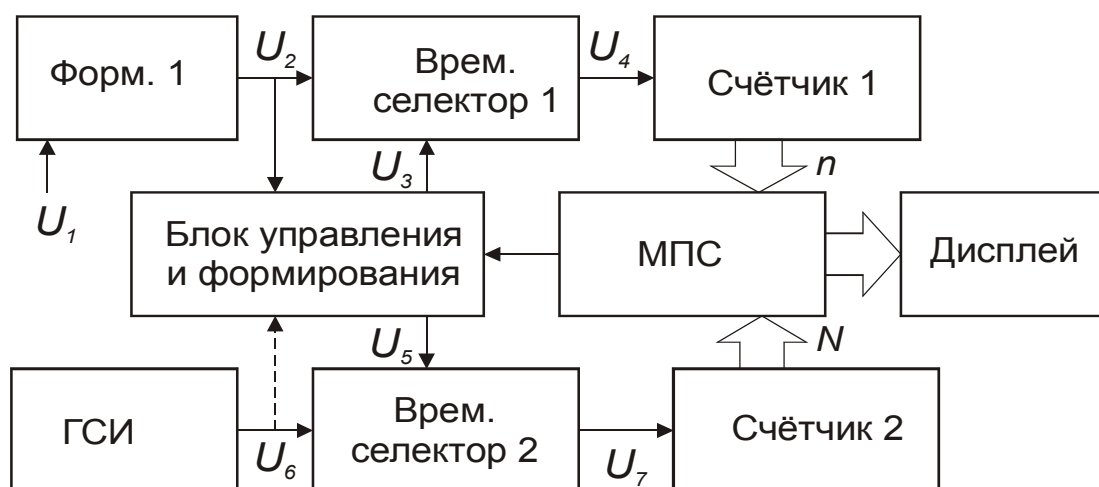


Рис. 2.11

Другие временные ворота $\Delta t_2 = nT_x$, т.е. строго равны целому числу n периодов сигнала. Этот интервал заполняется стабильной частотой $F_{сч}$, и число импульсов N определяется счетчиком 2. При этом $\Delta t_2 = NT_{сч}$. Откуда

$$N = \frac{\Delta t_2}{T_{сч}} = \frac{nT_x}{T_{сч}} = \frac{nF_{сч}}{f_x} \text{ или } f_x = F_{сч} \left(\frac{n}{N} \right).$$

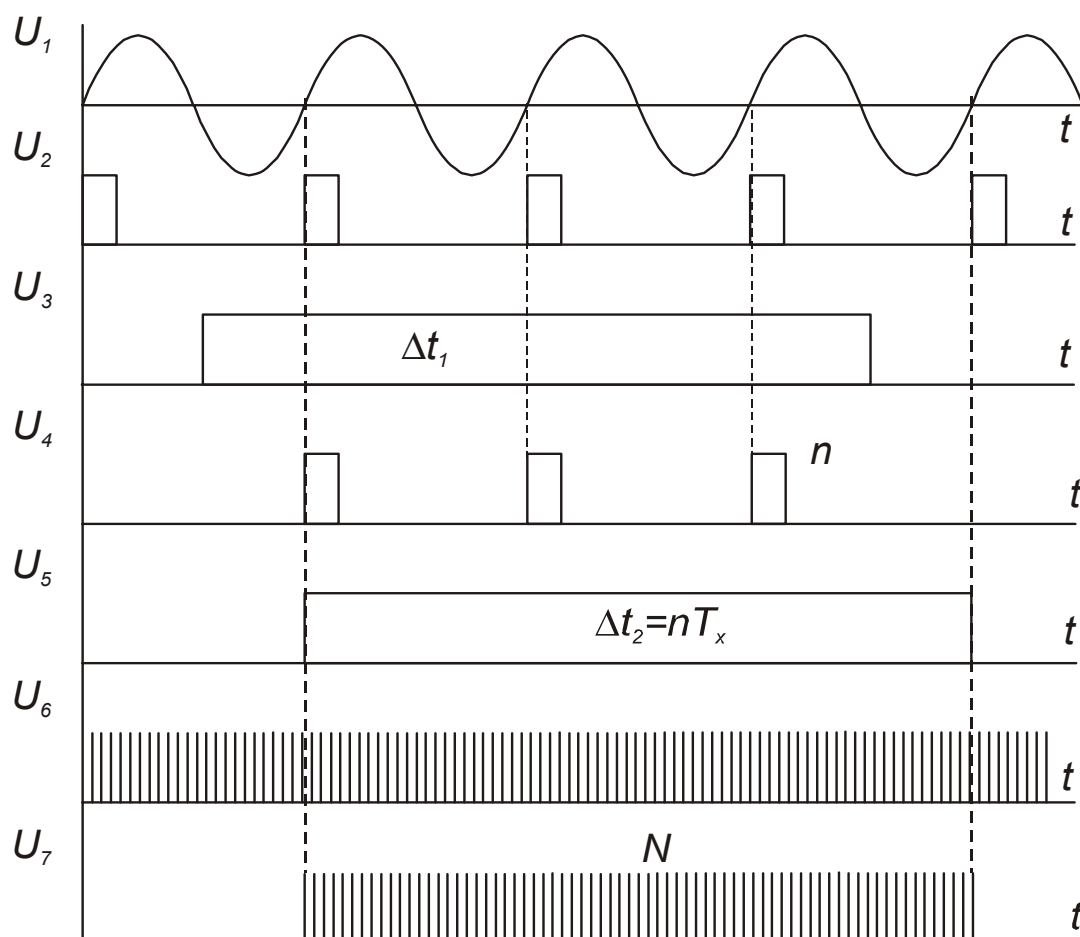


Рис. 2.12

При этом погрешность дискретизации постоянна на всем диапазоне:

$$\delta_q = \pm \frac{T_{сч}}{\Delta t_2} \approx \pm \frac{T_{сч}}{\Delta t_1} = \pm \frac{1}{F_{сч} \Delta t_1} = \text{const.}$$

Например, для $F_{сч} = 100$ МГц и $\Delta t_1 = 1$ с получим $\delta_q = 10^{-8}$.

МПС не только вычисляет, но и выбирает режим, поддиапазон, устанавливает запятую, единицы (Гц, кГц, МГц). Путем обработки могут измеряться фазовые сдвиги, периоды, усредняться результаты многократных измерений.

3. ЭСЧ СВЧ

В диапазоне СВЧ применяют делители частот, а также методы переноса частоты (МПЧ) и дискретного гетеродинирования (МДГ). Последние два метода предполагают проведение вычислений, поэтому целесообразно использование МПС.

В обоих методах неизвестная частота оценивается по формуле (уравнение измерения) $f_x = n f_{\text{гет}} \pm f_{\text{пч}}$, однако имеется существенное различие:

- для МДГ $f_{\text{пч}} = \text{var}$, а $f_{\text{гет}} = f_0 = \text{const}$;
- для МПЧ $f_{\text{пч}} = \text{const}$ (в частном случае $f_{\text{пч}} = 0$), а $f_{\text{гет}} = \text{var}$.

При дискретном гетеродинном преобразовании (рис. 2.13 и 2.14) исследуемый сигнал приходит на вход смесителя, на другой вход которого подается сигнал гетеродина, устанавливаемый дискретно с шагом опорной частоты f_0 , получаемой в результате умножения кварцевой частоты $f_{\text{кв}}$. Значение $f_{\text{пч}}$ измеряется ЭСЧ прямым методом дискретного счета.

Из сигнала опорной частоты в генераторе гармоник (ГГ) формируется высокостабильный линейчатый спектр. С помощью полосового фильтра выделяется любая из рабочих гармоник сигнала и подавляются другие. Полоса пропускания широкополосного УПЧ $\Delta f_{\text{УПЧ}} = f_B - f_H > f_0$.

Процесс измерения заключается в переключении номеров рабочих гармоник с 1-й и до тех пор, когда промежуточная частота попадет в полосу пропускания УПЧ. При этом в уравнении измерения $f_x = n f_0 \pm f_{\text{пч}}$ члены первого слагаемого (значение номера гармоники и частота гетеродина) известны, а второе слагаемое измеряет ЭСЧ, что позволяет найти неизвестную частоту.

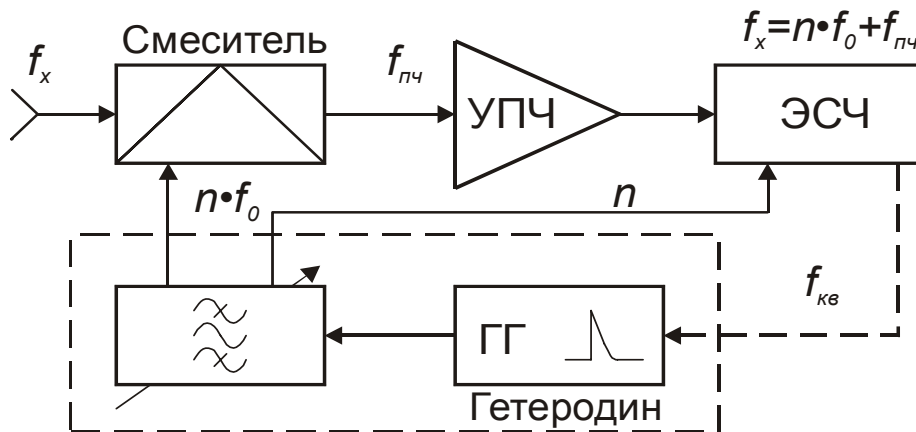


Рис. 2.13

В зависимости от соотношения частот исследуемого сигнала и рабочей гармоники возможны следующие случаи.

1. Частота измеряемого сигнала больше суммы частоты n -й гармоники и нижней граничной частоты УПЧ, но меньше суммы частоты $(n+1)$ -й гармоники и нижней граничной частоты УПЧ. При этом рабочей является гармоника с номером n : $f_x = nf_0 + f_{нч}$.

2. Частота измеряемого сигнала больше или равна частоте n -й гармоники, но меньше суммы частоты n -й гармоники и нижней граничной частоты УПЧ. В этом случае рабочей является гармоника $n-1$, и промежуточная частота, превышая значение f_0 , остается ниже верхней граничной частоты УПЧ $f_в$. Искомое значение

$$f_x = (n - 1)f_0 + f_{нч}.$$

С целью обеспечения прямого отсчета значение частоты гетеродина nf_0 может быть введено в соответствующие разряды индикатора ЭСЧ. Для облегчения ввода частота f_0 выбирается равной 10^p МГц, где $p=1, 2, 3, \dots$, например 100 МГц, что определяется диапазоном прямого счета ЭСЧ. Диапазон рабочих частот прибора ограничивается сверху максимальным номером рабочей гармоники n_{max} .

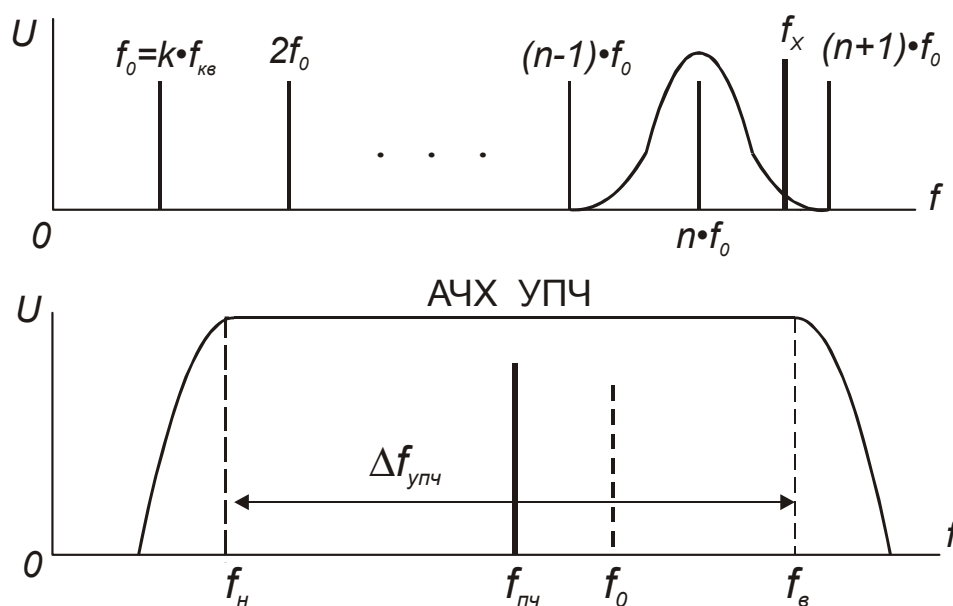


Рис. 2.14

К недостаткам приведенной схемы относится необходимость ручного переключения номера гармоники гетеродина. В микропроцессорных ЭСЧ СВЧ переключение номера гармоники гетеродина осуществляется автоматически.

Метод переноса частот (рис. 2.15) отличается от дискретного гетеродинирования тем, что промежуточная частота поддерживается постоянной за счет системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В частном случае она может быть равна нулю. В уравнении измерения $f_x = nf_{\text{гет}} \pm f_{\text{пч}}$ известно только значение ПЧ. Другие два члена подлежат оценке.

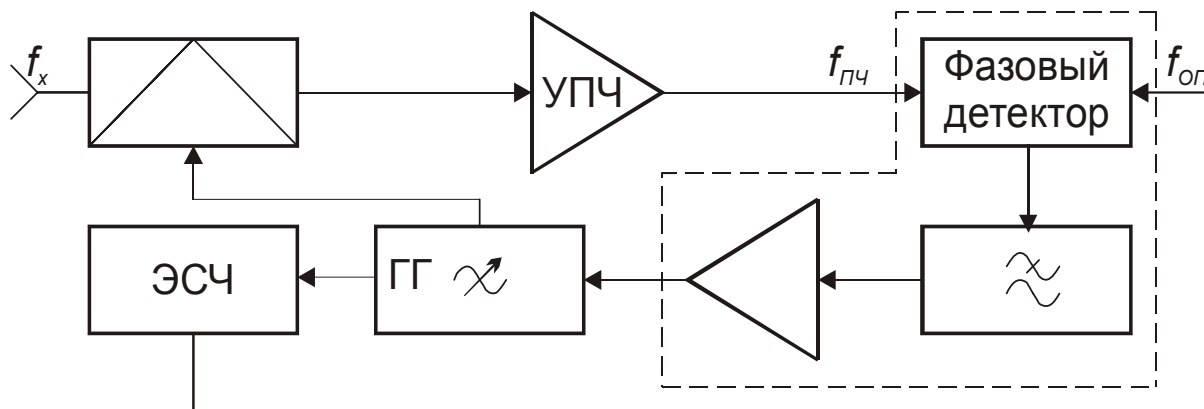


Рис. 2.15

Входной сигнал подается на смеситель, на другой вход которого подается линейчатый спектр гетеродина (генератора гармоник). При изменении частоты гетеродина одна из его гармоник может приблизиться к частоте сигнала настолько, что включится система ФАПЧ (захват ФАПЧ) с известным значением промежуточной частоты. Если при этом измерить частоту 1-й гармоники гетеродина и определить ее номер, то можно оценить искомую частоту.

На фазовый детектор поступают сигналы промежуточной частоты и опорного кварцевого генератора. Сигнал ошибки через ФНЧ и усилитель подается на гетеродин. В режиме синхронизации $f_x = nf_{\text{гет}} \pm f_{\text{пч}}$.

Номер гармоники может определяться несколькими способами.

1. Сделать два измерения частоты первой гармоники гетеродина на прямом и зеркальном каналах. Тогда $f_x = nf_{\text{гет}1} + f_{\text{пч}}$ и $f_x = nf_{\text{гет}2} - f_{\text{пч}}$.

Откуда $n = 2f_{\text{пч}} / (f_{\text{гет}2} - f_{\text{гет}1})$.

2. Отключить ФАПЧ и изменить частоту $f_{\text{гет}}$ на малую величину Δf . Новая частота $f_{\text{пч}}$, оставаясь в полосе УПЧ, снова измеряется. Получается система уравнений: $f_{\text{пч}} = f_x - nf_{\text{гет}}$; $f'_{\text{пч}} = f_x - n(f_{\text{гет}} - \Delta f)$.

Откуда $n = |f'_{\text{ПЧ}} - f_{\text{ПЧ}}| / \Delta f$.

3. Измерить частоты первой гармоники гетеродина в двух соседних точках синхронизации ФАПЧ на гармониках n и $(n+1)$:

$$f_x = n f_{\text{ГЕТ1}} \quad \text{и} \quad f_x = (n+1) f_{\text{ГЕТ2}}$$

Откуда $n = \frac{f_{\text{ГЕТ1}} f_{\text{ГЕТ2}}}{f_{\text{ГЕТ1}} - f_{\text{ГЕТ2}}}$.

При нахождении номера гармоники нужно помнить, что ее значение округляется до целого числа.

Структурная схема ЭСЧ ЧЗ-45 и ЧЗ-46, использующих МПЧ с ФАПЧ, приведена на рис. 2.16.

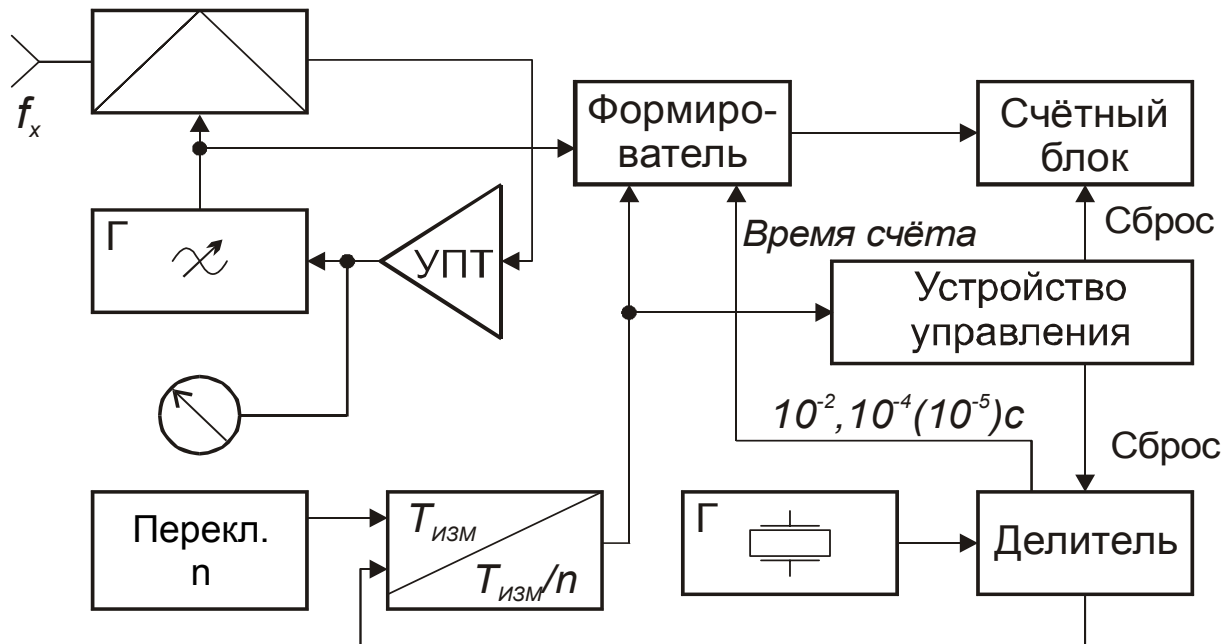


Рис. 2.16

Переключатель номера гармоники позволяет увеличить время счета в n раз, т.е. реализовать умножение измеряемой частоты гетеродина на n . В режиме синхронизации, когда $f_x = n f_{\text{ГЕТ}}$, обеспечивается прямой отсчет частоты на индикаторе прибора. Контроль работы режима синхронизации осуществляется по стрелочному прибору, показывающему наличие и уровень управляющего напряжения ФАПЧ. Погрешности ЭСЧ СВЧ определяются теми же составляющими, что и в ЭСЧ прямого счета. Дополнительно влияет точность обработки данных и работа ФАПЧ.

Контрольные вопросы

1. Каковы принцип действия и возможности резонансных частотомеров?
2. Чем определяется погрешность настройки в резонанс?
3. Поясните работу резонансного частотомера с индикацией по максимуму.
4. Поясните работу резонансного частотомера с индикацией по минимуму.
5. Каковы принцип действия и возможности ЭСЧ?
6. Каковы погрешности ЭСЧ и пути их уменьшения?
7. Как работает ЭСЧ с постоянной погрешностью в диапазоне измерений?
8. Поясните принцип измерения и возможности метода дискретного гетеродина.
9. Поясните принцип измерения и возможности метода переноса частоты.
10. Как определяется номер гармоники для МПЧ и МДГ?
11. С какой минимальной погрешностью дискретизации можно измерить частоты $10N$ Гц и N МГц методом дискретного счета при времени измерения 1 с (N – номер студента по списку группы)?
12. Задайте требования к времени измерения частоты $10N$ Гц методом дискретного счета, чтобы погрешность дискретизации не превышала погрешности меры.
13. Как измерить частоты N ГГц и $(N-0,01)$ ГГц с помощью МДГ? Выберите $f_{гет}$, граничные частоты и полосу пропускания УПЧ, оцените $f_{нч}$.
14. Как измерить частоту N ГГц с помощью МПЧ? Оцените значения частот гетеродина и номер гармоники.

Лекция 3. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

1. Измеряемые параметры

Особенности измерения тока и напряжения заключаются в различных требованиях к внутренним сопротивлениям вольтметров и амперметров:

– при измерении тока внутреннее сопротивление прибора должно быть значительно меньше сопротивления цепи ($\rightarrow 0$), в которую он включен;

– при измерении напряжения внутреннее сопротивление прибора должно быть много больше сопротивления, на котором происходит измерение ($\rightarrow \infty$).

Только при выполнении этих условий измерительный прибор не будет влиять на работу объекта (схемы) и полученные результаты в цепях включения останутся такими же, как и без прибора.

Так как ток и напряжение связаны между собой законом Ома через сопротивление, то, зная две величины, всегда можно определить третью. Это используется в универсальных вольтметрах, измеряющих U , R и I .

Все приборы можно разделить на аналоговые и цифровые. Хотя удельный вес аналоговых приборов снижается, аналоговая индикация в ряде случаев удобнее, например при поиске экстремумов. Иногда совмещают цифровую и аналоговую индикацию в одном приборе.

Особенности измерения напряжений в радиотехнике:

- широкая область частот от постоянного тока до сотен ГГц;
- большой динамический диапазон от пико- до мегавольт;
- многообразие форм сигналов;
- малые мощности источников сигналов и др.

В процессе измерений могут оцениваться:

- 1) мгновенные значения сигнала;
- 2) амплитудные значения – максимум мгновенных значений;
- 3) пиковые значения – максимумы и минимумы полуволн несинусоидальных колебаний;
- 4) размах – сумма пиковых значений;
- 5) среднеквадратическое за период напряжение

$$U_{CK} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt}.$$

Для гармонического колебания $U(t) = U_m \sin(\omega t)$ получим $U_{CK} = U_m / \sqrt{2}$, а для негармонического колебания U_{CK} определяется амплитудами гармоник (U_i) и постоянной составляющей (U_o) сигнала:

$$U_{CK} = \sqrt{U_o^2 + U_1^2 / 2 + \dots + U_n^2 / 2};$$

- б) среднее значение (среднеарифметическое за период)

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt;$$

7) средневыпрямленное значение (среднее арифметическое абсолютных мгновенных значений) $U_B = \frac{1}{T} \int_0^T |U(t)| dt$.

Для различных законов изменения напряжения связь амплитудного значения и среднеквадратического определяется коэффициентом амплитуды

$$K_a = U_m / U_{СК}.$$

Связь среднеквадратического значения и средневыпрямленного определяется коэффициентом формы

$$K_\phi = U_{СК} / U_{cp}.$$

Для гармонического закона $K_{aг} = 1,41$; $K_{\phiг} = 1,11$.

Для пилообразного закона $K_{aп} = 1,73$; $K_{\phiп} = 1,16$.

Для меандра $K_{ам} = 1$; $K_{\phiм} = 1$.

2. Аналоговые приборы

Это приборы со стрелочными индикаторами и аналоговыми преобразователями в измерительной схеме. В них используются электромеханические индикаторы совместно с входными делителями, усилителями и преобразователями (рис. 3.1).

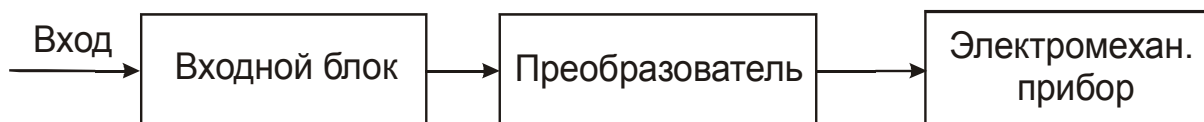


Рис. 3.1

Расширение возможностей аналоговых приборов достигается применением различных типов преобразователей. Рассмотрим некоторые из них.

Преобразователи пикового и амплитудного значений

Напряжение на выходе такого преобразователя должно соответствовать пиковому или амплитудному значению. Обычно в схеме используется диод. Типовыми являются схемы с открытым (для постоянного тока) и закрытым входом (рис. 3.2 и 3.3).

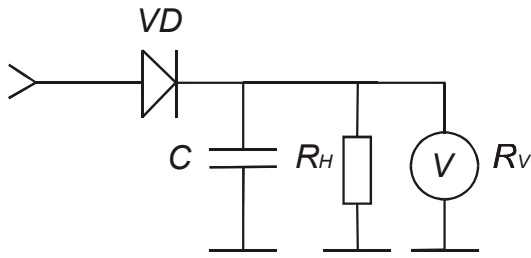


Рис. 3.2

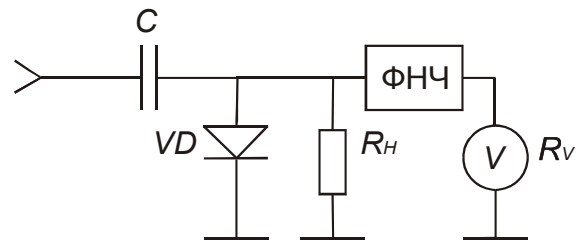


Рис. 3.3

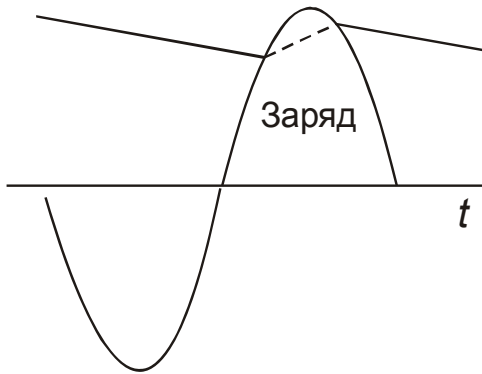


Рис. 3.4

Пусть входной сигнал $U(t) = U_m \sin \omega t$. Тогда для схемы с открытым входом необходимо, чтобы постоянная времени заряда (рис. 3.4) была много меньше постоянной времени разряда $\tau_3 \ll \tau_P$, где $\tau_3 = R_i C$; R_i – внутреннее сопротивление диода; $\tau_P = R_H C$; R_H – сопротивление нагрузки. Нагрузкой может быть вольтметр постоянного напряжения с высоким внутренним сопротивлением. Тогда $R_V \gg R_i$, что обеспечивает быстрый заряд и медленный разряд.

Для нормальной работы в диапазоне частот необходимо, чтобы выполнялись неравенства: $\tau_3 \leq T_{ВЧ}$, $\tau_P \gg T_{НЧ}$, где $T_{ВЧ}$ – период самого высокочастотного колебания; $T_{НЧ}$ – период самого низкочастотного колебания.

Преобразователь представляет собой схему с автоматическим смещением. В установившемся режиме постоянное напряжение на конденсаторе $U_c \approx U_m$ (фактически $U_c \leq U_m$). Конденсатор подзаряжается каждый период в течение незначительной его части, характеризуемой углом отсечки θ .

Преобразователь представляет собой схему с автоматическим смещением. В установившемся режиме постоянное напряжение на конденсаторе $U_c \approx U_m$ (фактически $U_c \leq U_m$). Конденсатор подзаряжается каждый период в течение незначительной его части, характеризуемой углом отсечки θ .

Относительная систематическая погрешность преобразования

$$\delta = \frac{U_c - U_m}{U_m} = -\frac{T}{2R_H C} = -\frac{T}{2\tau_P}$$

При малом сопротивлении нагрузки погрешность возрастает, а чрезмерное его увеличение приведет к излишней инерционности преобразователя. При наличии постоянной составляющей измеряется сумма: $U_c \approx U_o + U_m$.

Для схемы с закрытым входом напряжение на сопротивлении R_H пульсирующее, поэтому включен фильтр нижних частот (ФНЧ). В отличие от схемы с открытым входом при наличии постоянной составляющей здесь показания определяются только амплитудой переменной составляющей.

Преобразователи среднеквадратического значения (СКЗ)

В соответствии с выражением $U_{СКЗ} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt}$ в процессе

измерений нужны операции: возведение в квадрат (квадрирование), усреднение за период (или несколько периодов), извлечение квадратного корня.

Для первой операции можно использовать квадратичные преобразователи мгновенных значений, работающие либо на начальном участке ВАХ диода, либо на основе применения квадратичной зависимости тока стока от напряжения затвор – исток полевого транзистора. Подобные преобразователи используются, но они имеют достаточно высокие погрешности из-за того, что реальные характеристики не являются строго квадратичными, поэтому возникают методические погрешности аппроксимации.

Более точные – преобразователи электрической энергии в тепловую. В основе их работы используется физический смысл СКЗ как эквивалентного напряжения постоянного тока, вызывающего в нагрузке такой же тепловой эффект.

Рассмотрим схему (рис. 3.5) вольтметра с термоэлектрическим преобразованием. Переменное напряжение входного сигнала усиливается в известное число раз и подается на нагреватель Н1, температура которого в результате становится пропорциональной уровню сигнала. Термопара ТП1 вырабатывает термоЭДС, пропорциональную температуре Н1, следовательно, напряжение ТП1 пропорционально среднему квадрату значения тока и входного напряжения. Оно усиливается в калиброванном УПТ и подается на индикатор СКЗ. Включенные в цепь отрицательной обратной связи Н2 и ТП2 необходимы для линеаризации зависимости между выходным напряжением УПТ и входным сигналом: $U_{ВЫХ} = KU_{СКЗ}$, где $K = \text{const}$.

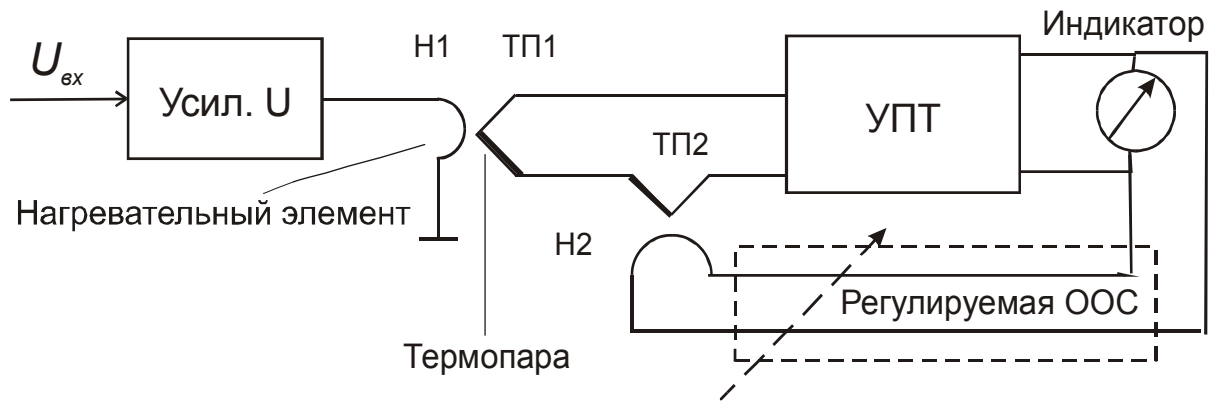


Рис. 3.5

В некоторых вольтметрах применяется преобразование «логарифм – антилогарифм» (рис. 3.6), поскольку эти функции более точно можно реализовать аппаратно:

$$U(t) \rightarrow |U(t)| \rightarrow \{\ln|U(t)| \rightarrow 2\ln|U(t)|\} \rightarrow \ln[U^2(t)] \rightarrow U^2(t) \rightarrow \overline{U^2(t)} \rightarrow U_{СКЗ}$$

Модуль → Логарифм → Квадрирование → Антилогарифм → Усреднение → Показание

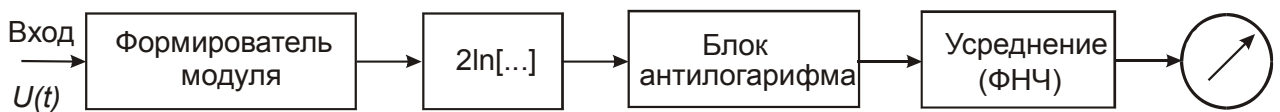


Рис. 3.6

Преобразователи средневыпрямленного значения

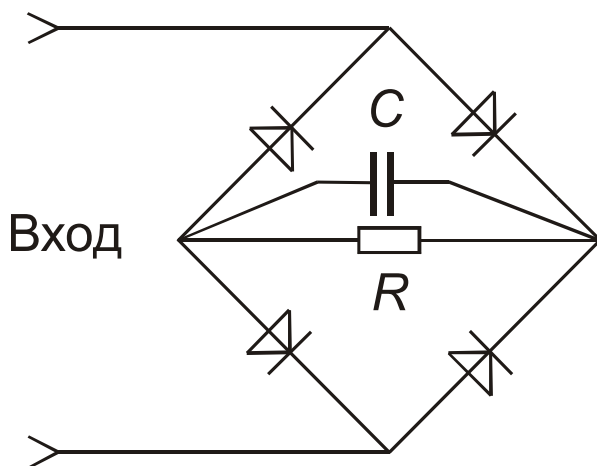


Рис. 3.7

В простейших случаях используются мостовые схемы с двухполупериодным выпрямлением, работающие на линейном участке ВАХ (рис. 3.7). Направление тока через диагональ моста, в которую включается индикаторный прибор, одинаковое в течение обоих полупериодов входного переменного напряжения. Форма изменяемого напряжения не влияет

на процесс усреднения. При малых напряжениях преобразование квадратичное из-за ВАХ диодов.

Селективные вольтметры

Это избирательные вольтметры для узкополосных измерений. Позволяют исследовать отдельные спектральные составляющие, определять спектральную плотность шумов, измерять нелинейные искажения. В них применяют гетеродинное преобразование (рис. 3.8), они имеют высокую чувствительность и большой динамический диапазон работы (более 120 дБ).

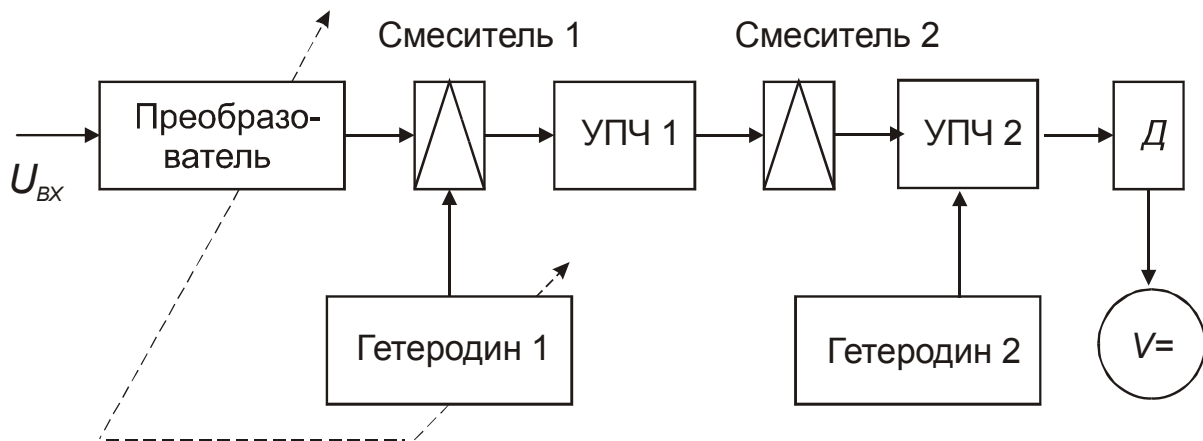


Рис. 3.8

Измеряемый сигнал подается на входной преобразователь, в качестве которого может быть калиброванный аттенюатор, УВЧ, фильтр. Усиление реализуется на промежуточных частотах. В зависимости от требуемой чувствительности и полосы пропускания может осуществляться двух- и трехкратное преобразование частоты, так как на одной ПЧ реализовать большое усиление (порядка 120 дБ) затруднительно (возможно самовозбуждение). Входной преобразователь перестраивается вместе с гетеродином.

3. Электромеханические приборы

Электромеханические амперметры и вольтметры – распространенный класс приборов непосредственной оценки. Они используются как отдельно для измерения тока и напряжения, так и в качестве выходного преобразователя и отсчетного устройства большинства аналоговых РИП. Схема в общем виде представлена на рис. 3.9 [1].



Рис. 3.9

В зависимости от вида преобразования и принципа действия электромеханические приборы делят на следующие системы:

- магнитоэлектрические, основанные на взаимодействии рамки с током и поля постоянного магнита;
- ферродинамические, в которых рамка взаимодействует с полем электромагнита;
- электродинамические, использующие силы взаимодействия подвижной и неподвижной катушек с током;
- электромагнитные, основанные на взаимодействии ферромагнитного сердечника с неподвижной катушкой, обтекаемой током;
- электростатические, основанные на взаимодействии электрически заряженных тел;
- индукционные, основанные на взаимодействии переменных магнитных полей, создаваемых неподвижными катушками, с током, индуцированным этими полями в подвижной части механизма.

Существуют также редко применяемые механизмы: магнитоиндукционные, вибрационные и тепловые.

Для всех систем, в которых используются силы ЭМП, выражение для вращающего момента определяется уравнением Лагранжа второго рода, которое имеет вид

$$M = \partial W_{ЭМ} / \partial \alpha,$$

где $W_{ЭМ}$ – энергия ЭМП; α – угловое перемещение подвижной части.

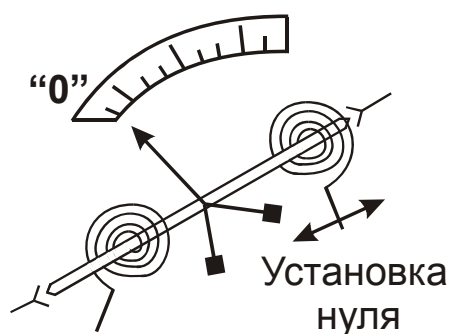


Рис. 3.10

Вращающему моменту (рис. 3.10) противодействует плоская спиральная пружина, один конец которой закреплен на подвижной оси, а другой – на неподвижной части измерительного механизма. Пружина имеет достаточное количество витков (как у маятника часов), ее противодействие пропорционально углу α и зависит от свойств материала и конструкции спирали.

Для плоской пружины противодействующий вращающий момент линейно связан с углом поворота $\alpha = M/W$, где W – удельный противодействующий момент пружины.

Для большей линейности шкалы ставят две пружины, одна из которых закручивается, а другая раскручивается при движении оси.

Во всех измерительных приборах достигается равновесие при равенстве моментов вращения и противодействия.

Линейная шкала реализуется для плоской пружины, когда вращающий момент пропорционален измеряемой величине (U, I, P), иначе шкала нелинейная. Обязательные элементы конструкции – ось, опоры, пружины, успокоитель, отсчетное устройство (шкала, стрелка), система установки нуля, корпус и др. Стрелка обычно дополняется противовесами для создания центра тяжести в месте крепления к оси.

Важный элемент – успокоитель – устройство, позволяющее обеспечить плавный без колебаний процесс отклонения стрелки.

Для этого часто применяют магнит (рис. 3.11), в зазор которого помещается закрепленный на оси немагнитный (алюминиевый) сектор. При повороте оси сектор приходит в движение, в нем возникают токи, и таким образом магнит тормозит движение (магнитоиндукционный успокоитель).

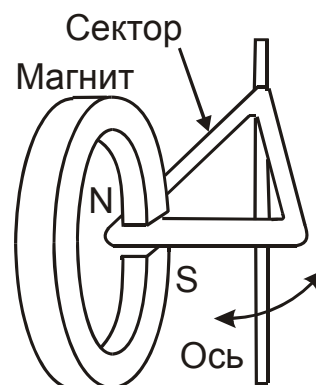


Рис. 3.11

Воздушный успокоитель работает по принципу «насоса», у которого между поршнем и цилиндром имеется небольшой зазор, поэтому при движении нет контакта и трения. За счет повышения и разряжения давления в цилиндре обеспечивается плавность движения.

Магнитоэлектрические приборы (рис. 3.12)

Эти приборы самые распространенные. Между полюсами магнита (на рисунке не показан) помещается катушка. Она вместе со стрелкой закреплена на оси. Вращающий момент и угол отклонения соответственно равны:

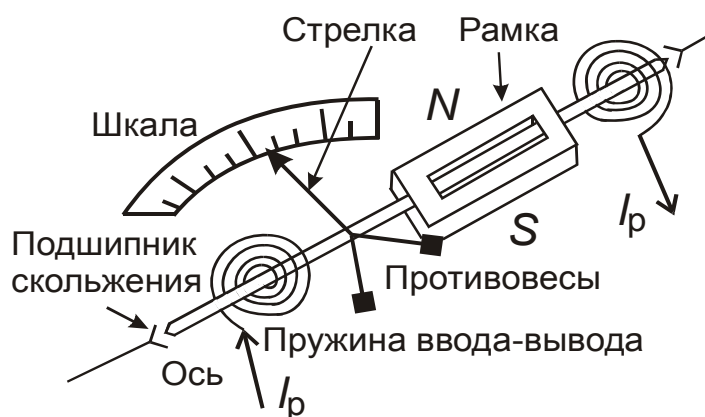


Рис. 3.12

$$M = S\omega BI_P; \quad \alpha = S\omega BI_P / W,$$

где S – площадь рамки; ω – число витков; I_P – ток рамки; B – индукция магнитного поля; W – удельный противодействующий момент пружин.

Чем сильнее магнит, тем чувствительнее прибор. Если ток изменяется во времени, то прибор его будет усреднять. Если ток переменный, то прибор покажет ноль. Измеряемый ток поступает в катушку через пружины ввода-вывода.

Достоинства:

- высокая чувствительность (есть приборы со шкалой 0,01 мкА);
- высокая точность (классы 0,05; 0,1; 0,2);
- малое собственное потребление энергии ($10^{-5} \dots 10^{-8}$ Вт);
- линейная шкала.

Недостатки: сложность, чувствительность к перегрузкам (перегорают пружинки), возможность измерения тока или напряжения только одной полярности. Для измерения переменных токов и напряжений нужно ставить диоды, которые существенно увеличат погрешности.

Электродинамические приборы (рис. 3.13)

Неподвижная катушка состоит из двух частей (рис. 3.13, а), между которыми проходит ось подвижной катушки. Момент вращения

$$M = \frac{\partial M_L}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i_H i_{II} dt,$$

где M_L – взаимная индуктивность катушек; i_H и i_{II} – токи в катушках, которые могут включаться последовательно и параллельно нагрузке.

Катушки включаются последовательно ($i_H = i_{II}$) в вольтметрах, параллельно – в амперметрах и последовательно-параллельно – в ваттметрах:

$$P_H = \frac{1}{T} \int_0^T U_H i_H dt; \quad \alpha = \frac{1}{WR_{\text{доб}}} \frac{\partial M_L}{\partial \alpha} P_H.$$

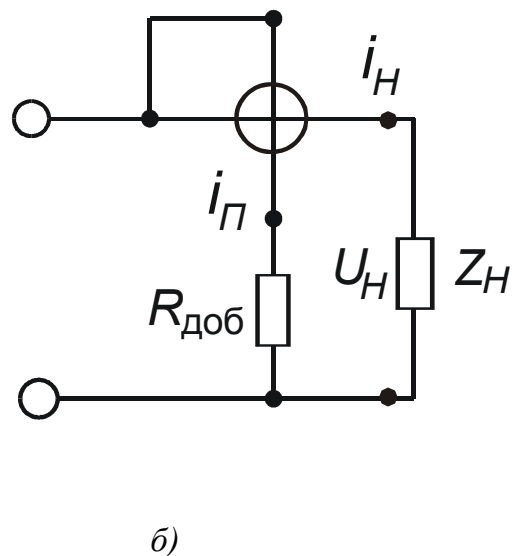
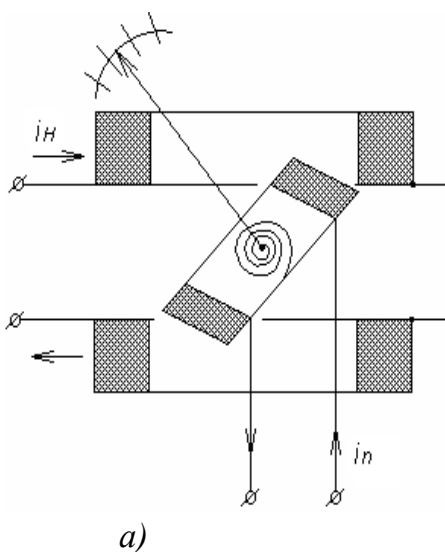


Рис. 3.13

Достоинства:

- применяют в цепях постоянного и переменного тока;
- измеряют действующее значение;
- имеют высокую точность (классы 0,1; 0,2; 0,5) при измерении переменного тока;
- могут измерять мощность.

Недостатки:

- небольшой диапазон частот (до 5 кГц);
- требуют экранировки от внешних полей (высокая чувствительность даже к полю Земли).

Электромагнитные приборы (рис. 3.14)

В электромагнитном приборе поле катушки электромагнита (соленоида) втягивает в узкую щель сердечник, имеющий вид стальной пластины сложной формы. Здесь

$$M = \frac{\partial W_{\text{ЭМ}}}{\partial \alpha} \cdot \frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L}{\partial \alpha},$$

$$\alpha = \frac{1}{2WR^2} \frac{\partial L}{\partial \alpha} U^2 = \frac{1}{2W} \frac{\partial L}{\partial \alpha} I^2,$$

где L – индуктивность катушки;
 R – сопротивление катушки; W – удельный противодействующий момент пружины.

Достоинства:

- шкалу можно градуировать как по току, так и по напряжению;
- знак угла поворота не зависит от направления тока (можно измерять переменные токи и напряжения).

Недостатки:

- шкала неравномерная – квадратичная (сжатая в начале);
- классы точности (1,0; 1,5; 2,5; ...) и чувствительность невелики.

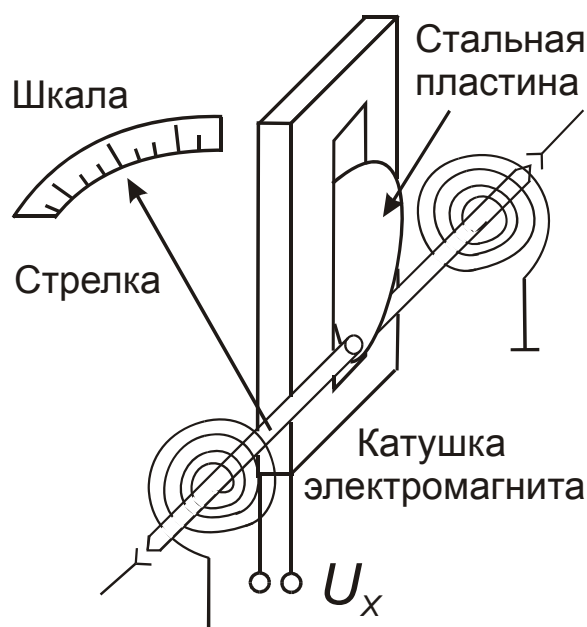
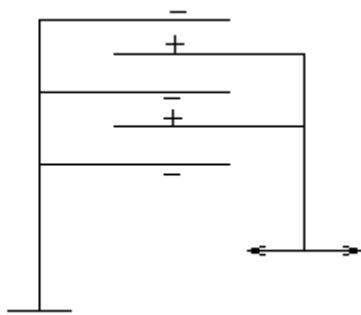


Рис. 3.14

Электростатические приборы (рис. 3.15)

Приборы имеют конструкцию, близкую к электромагнитным: напоминают конденсатор переменной емкости с подвижными и неподвижными пластинами. При подаче напряжения подвижные пластины втягиваются в пространство между неподвижными пластинами



силами электростатического взаимодействия.

Эта система реагирует как на переменное, так и на постоянное напряжение. Такие системы чаще используют для измерения высоких напряжений (киловольты).

Достоинства:

– можно измерять постоянное и переменное напряжение;

– незначительное потребление энергии;

– независимость от внешних магнитных полей;

– широкий диапазон напряжений от 1 В до 100 кВ;

Недостатки:

– нелинейная (квадратичная) шкала;

– малая чувствительность.

Рис. 3.15

Условные обозначения систем (рис. 3.16)

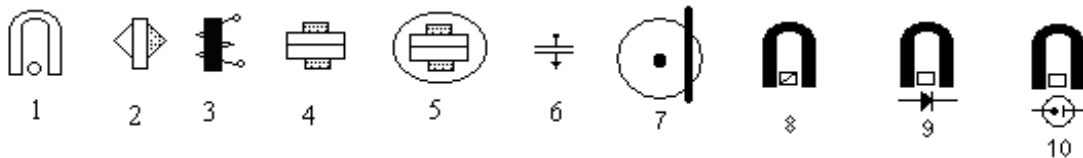


Рис. 3.16

На рис. 3.16 приведены обозначения следующих систем.

1. Магнитоэлектрическая система с подвижной рамкой.

2. Магнитоэлектрическая система с подвижным магнитом.

3. Электромагнитная система.

4. Электродинамическая система.

5. Ферродинамическая система.

6. Электростатическая система.

7. Индукционная система.

8. Термоэлектрическая система (на базе магнитоэлемента).

9. Выпрямительная система (на базе магнитоэлемента).

10. Электронная система.

В последних трех системах в качестве индикатора используется прибор магнитоэлектрической системы, а на входе включен соответствующий преобразователь.

Условные обозначения на приборах

- – прибор постоянного тока.
- ~ – прибор переменного тока.
- ⊥ – обязательно вертикальное положение шкалы.
- ┌ – обязательно горизонтальное положение шкалы.
- ∠ 30° – обязательно наклонное положение шкалы.
- 2,5; $\textcircled{0,1}$; $\widehat{1,0}$ – обозначения класса точности.
- $\star_{2,5}$ – испытательное напряжение (кВ).

4. Шунты и добавочные сопротивления

Электромеханические приборы применяют для различных аналоговых измерений, а также в качестве индикаторных устройств. Внешние преобразователи расширяют пределы измерений и возможности электромеханических приборов. Комплектуя электромеханические приборы переключаемыми шунтами и добавочными сопротивлениями, строят простейшие многофункциональные приборы – мультиметры.

Шунты делят входной ток и используются для измерения тока.

Шунт (рис. 3.17) ответвляет заданную часть тока, увеличивая предел измерения. Для удобства считывания показаний коэффициент шунтирования (отношение полного тока I_{Σ} к току прибора I_{Π}) выбирается целым (2, 5, 10, ...):

$$n = \frac{I_{\Sigma}}{I_{\Pi}} = \frac{I_{\Pi} + I_{\text{ш}}}{I_{\Pi}}$$

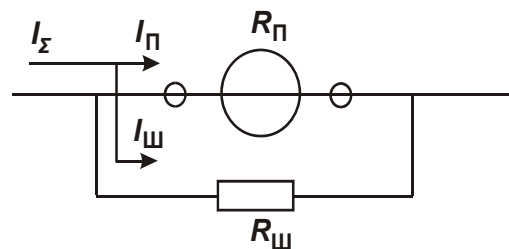


Рис. 3.17

Сопротивление шунта вычисляется по формуле $R_{\text{ш}} = R_{\Pi} / (n - 1)$. Шунты бывают классов 0,02; 0,05; 0,1; 0,5; 1,0. Входное сопротивление прибора с шунтом (параллельное соединение) равно R_{Π} / n , т.е. оно уменьшается в n раз, что очень хорошо для измерителей тока.

Добавочное сопротивление делит входное напряжение.

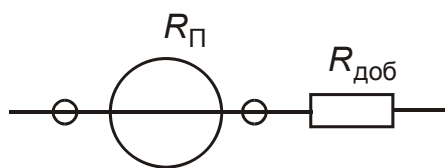


Рис. 3.18

Если последовательно с прибором включить добавочное сопротивление (рис. 3.18), то можно повысить полное сопротивление цепи (это важно для вольтметров) и увеличить предел шкалы измерения напряжения.

Если надо увеличить предел в m раз, где $m = U_{\Sigma} / U_{П}$, то добавочное сопротивление $R_{доб} = R_{П}(m - 1)$.

5. Измерение сопротивления

При измерении сопротивления используется дополнительный источник питания, включаемый последовательно с прибором (рис. 3.19).

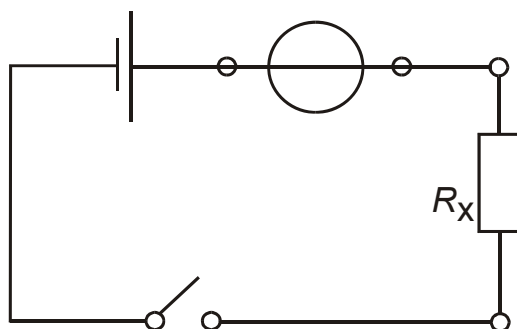


Рис. 3.19

Пусть электромеханический прибор имеет внутреннее сопротивление $R_{П} = 1$ кОм и предел шкалы 1 мА. Тогда при напряжении 1 В стрелка прибора полностью отклонится.

Если разорвать цепь и включить в нее дополнительное сопротивление $R_x = 1$ кОм, то стрелка остановится в точке $I = 0,5$ мА, т.е. в центре шкалы. Тогда точке 1 мА будет соответствовать 0 Ом, 0,5 мА – 1 кОм. Следовательно, имея внешний источник напряжения, можно проградуировать шкалу в единицах сопротивления (рис. 3.20), но она будет нелинейной. Если использовать дополнительный шунт (рис. 3.21), то изменится общий ток и для коэффициента шунтирования 100 полное отклонение будет при токе $I = 100$ мА, а входное сопротивление $R = 10$ Ом. В результате получим другую шкалу, в центре которой точка 10 Ом.

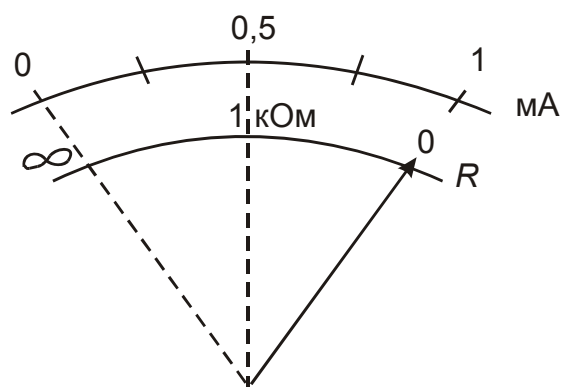


Рис. 3.20

полное отклонение будет при токе $I = 100$ мА, а входное сопротивление $R = 10$ Ом. В результате получим другую шкалу, в центре которой точка 10 Ом.

При необходимости могут использоваться добавочные сопротивления. Комбинируя добавочные сопротивления и шунты, можно построить многопредельные омметры.

Если прибор должен быть многофункциональным и измерять также переменные напряжения и токи, а электромеханический индикатор не позволяет этого делать, то можно использовать полупроводниковый диод.

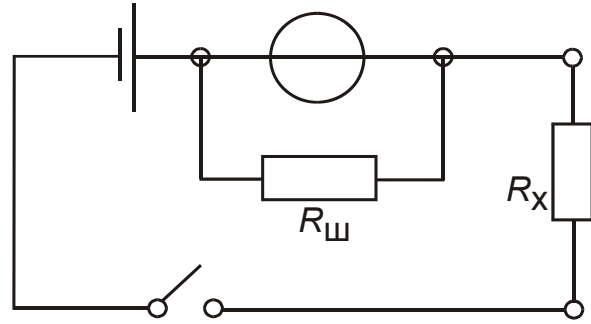


Рис. 3.21

Контрольные вопросы

1. Каковы различия требований к внутренним сопротивлениям вольтметров и амперметров?
2. Какие параметры сигналов могут измерять вольтметры?
3. Что такое среднеквадратическое, среднее и средневыврявленное значения переменного напряжения?
4. Как измеряется среднеквадратическое значение переменного напряжения?
5. Как измеряется средневыврявленное значение переменного напряжения?
6. Какие бывают преобразователи пикового значения и как они работают?
7. Как работают селективные вольтметры?
8. Каких типов бывают электромеханические приборы?
9. Как работают измерительные механизмы электромеханических приборов?
10. Каковы достоинства и недостатки магнитоэлектрических приборов?
11. Каковы достоинства и недостатки электродинамических приборов?
12. Каковы достоинства и недостатки электромагнитных приборов?
13. Каковы достоинства и недостатки электростатических приборов?
14. Дан магнитоэлектрический прибор постоянного тока с внутренним сопротивлением $10/N$ кОм, на входе которого включен преоб-

разователь пикового значения с открытым входом. Какая емкость конденсатора должна использоваться, чтобы на частоте $10N$ Гц относительная систематическая погрешность преобразования не превышала 1 % (N – номер студента по списку группы)?

15. Дан прибор тока со шкалой 10 мкА и внутренним сопротивлением $0,1N$ кОм. Какие нужны шунты для шкал тока 1 мА и 1 А? Каким будет входное сопротивление прибора на шкалах амперметра? С какими шкалами (две шкалы) можно построить вольтметр и какие должны быть при этом добавочные сопротивления? Каким будет входное сопротивление прибора на шкалах вольтметра? Предложите шкалу омметра и напряжение источника питания.

16. Как минимизировать погрешность измерения постоянного тока, значение которого N мА?

17. Когда при измерении силы постоянного тока амперметром используются шунты?

Лекция 4. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

В значительной степени возможности цифровых вольтметров определяются видом используемого АЦП и наличием встроенной МПС. АЦП является основным измерительным преобразователем ЦВ. Современные ЦВ переменного тока и универсальные ЦВ, как правило, представляют собой сочетание ЦВ постоянного тока (ПТ) и блока преобразователя, поэтому вольтметры ПТ – основа всех ЦВ.

По принципу работы АЦП различают ЦВ:

- времяимпульсные (одно- или двухкратное интегрирование);
- частотно-импульсные, (также интегрирующие);
- кодово-импульсные, или поразрядного кодирования (взвешивающие);
- комбинированные.

1. Времяимпульсный вольтметр

В приборе реализуется преобразование $U_x \rightarrow T_x$ с последующим измерением T_x методом дискретного счета (рис. 4.1 и 4.2).

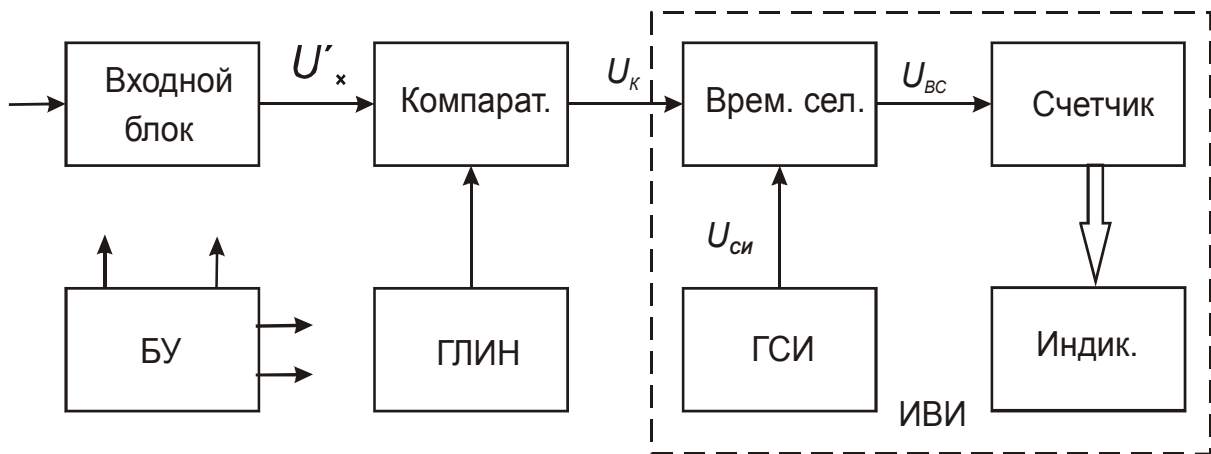


Рис. 4.1

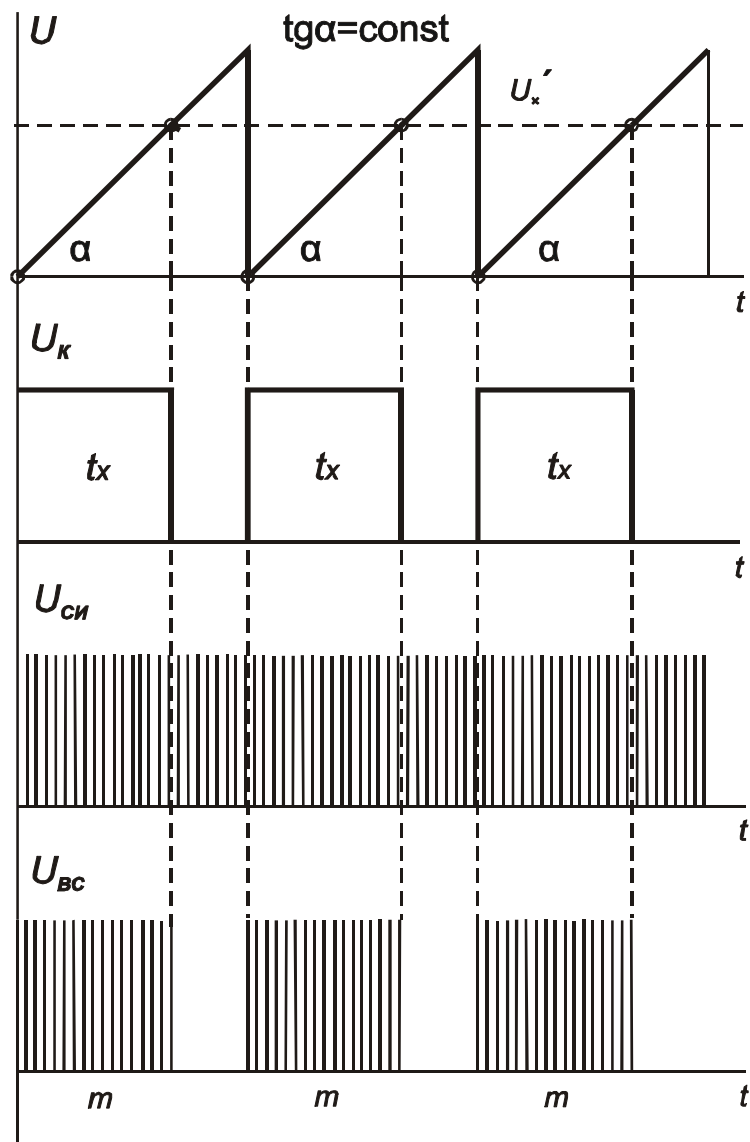


Рис. 4.2

Измеряемое напряжение U_x преобразуется в интервал времени T_x , который определяется путем подсчета заполняющих его m импульсов. Угол наклона линейно изменяющегося напряжения

$$\operatorname{tg} \alpha = V = \frac{U_x}{T_x} = \operatorname{const}.$$

Но так как $T_x = mT_{\text{сч}}$, получим

$$U_x = mT_{\text{сч}}V = m \cdot 10^p,$$

где p – целое число. Таким образом, при правильном выборе параметров схемы прибор будет прямопоказывающий.

Точность ЦВ в большей мере зависит от характеристик линейно изменяющегося напряжения (ЛИН). Генератор, вырабатывающий ЛИН (ГЛИН), обычно строится по сложной схеме интегратора.

При этом достигается коэффициент нелинейности меньше 10^{-3} , напрямую влияющий на величину погрешности.

Другие факторы, ограничивающие точность, – дрейф нуля во входном блоке, погрешность компаратора и погрешность измерителя интервала времени. Последняя обусловлена дискретностью и нестабильностью частоты генератора счетных импульсов.

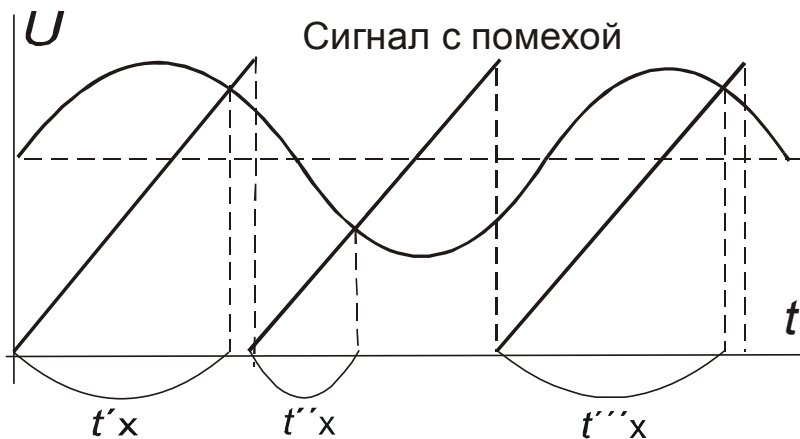


Рис. 4.3

Основной недостаток приведенной схемы – плохое подавление напряжения помех. Для устранения помех на входе включают фильтры, усложняющие прибор и увеличивающие время измерения.

Для гармонической помехи разброс показаний относительно истинного значения U_x (рис. 4.3) может быть как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения результата. Достоинство – простота при удовлетворительной погрешности $0,1 \dots 0,05 \%$.

В качестве примера можно привести прибор В7-16. Период линейно изменяющегося напряжения равен 2 мс. Предел допустимой погрешности $\delta = \pm(0,05 + 0,05U_{\text{пред}}/U_x) \%$. В приборе имеется фильтр подавления помехи с постоянной времени 0,1 и 1 с. Подавление сетевой помехи при времени преобразования 20 мс осуществляется за счет формирования 10 пачек счетных импульсов и усреднения результата.

2. Вольтметр двойного интегрирования

В приборе реализуется двухтактная работа с интегрированием «вверх – вниз». Алгоритм сложнее, но лишен недостатков простого времяимпульсного преобразования, поэтому применяется очень широко. Схема и временные диаграммы работы приведены на рис. 4.4 и 4.5.

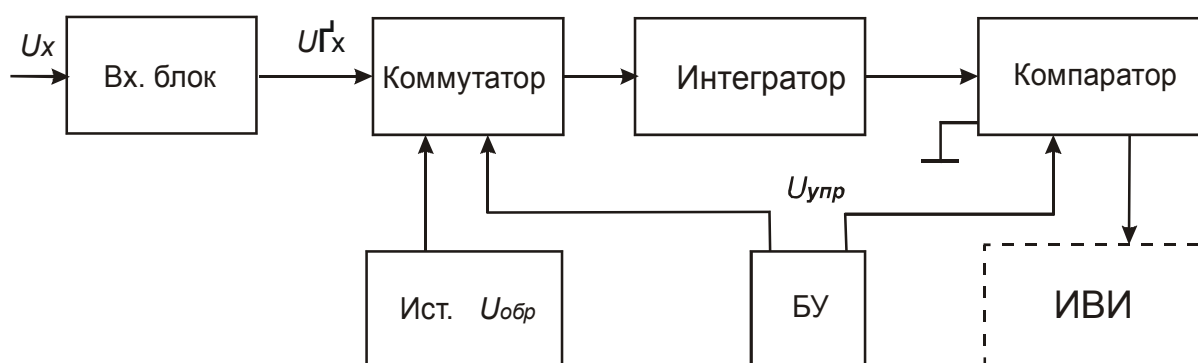


Рис. 4.4

Метод двойного интегрирования используется для повышения точности измерения. В течение калиброванной длительности T_1 на вход интегратора через компаратор поступает измеряемое напряжение U_x . Осуществляется интегрирование «вверх». Крутизна (α) пропорциональна значению U_x . По окончании первого такта (интервала T_1) на вход интегратора подается образцовое напряжение противоположной полярности $U_{обр}$ и осуществляется интегрирование «вниз» до нулевого уровня с постоянной крутизной (β). В результате формируется импульс, длительность которого линейно зависит от входного напряжения. Эта длительность измеряется с помощью встроенного измерителя временных интервалов (ИВИ): $t_x = mT_{сч}$.

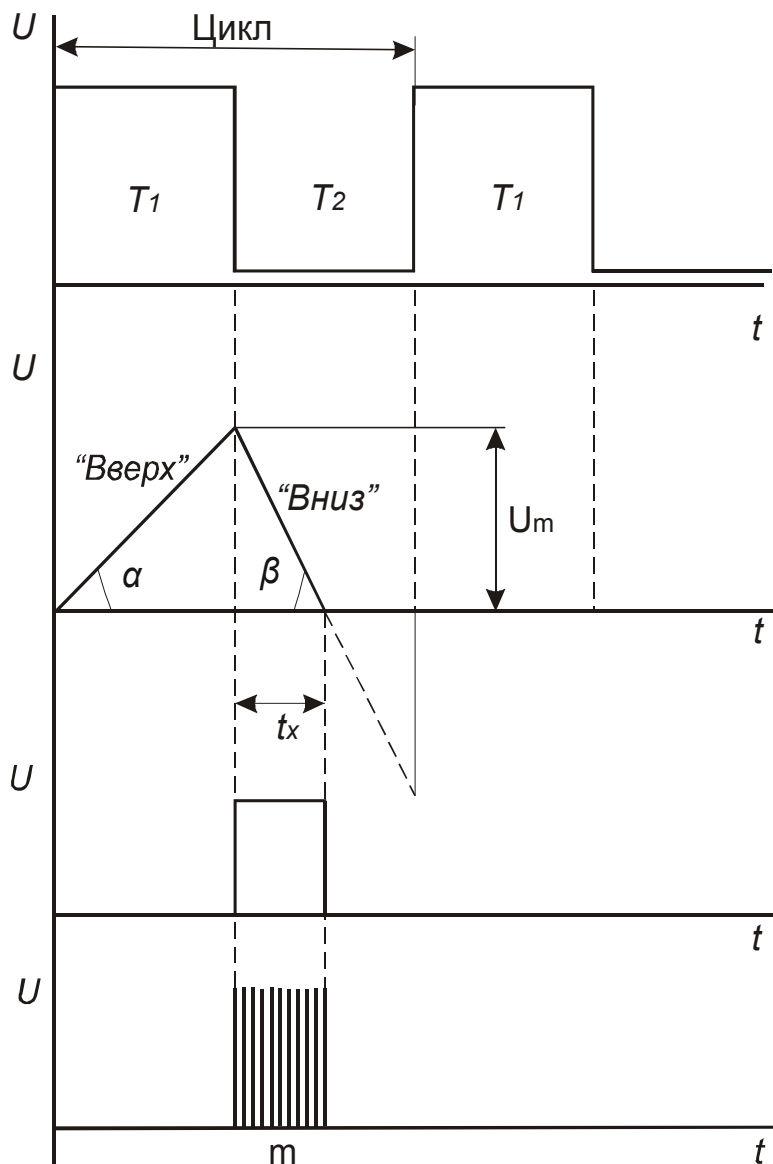


Рис. 4.5

Для компенсации помех в некоторых приборах имеется система АПЧ, которая устанавливает равенство $T_1 = nT_{\text{ПОМЕХИ}}$.

На рис. 4.6, а показана работа прибора при разных значениях измеряемого напряжения, а на рис. 4.6, б демонстрируется работа интегратора для целого и нецелого числа периодов помехи, укладываемойся в интервал интегрирования. При выборе интервала T_1 , равного целому числу периодов помехи, обеспечивается подавление помех более 40 дБ. Если помеха высокочастотная, то при двойном интегрировании она компенсируется, так как периодов много и число положительных полувольт приблизительно равно числу отрицательных. При этом изменение площади в конце интегрирования малое.

Цикл $T = T_1 + T_2$ вырабатывает блок управления (БУ). Если считать, что за время t_x характеристики интегратора не изменились, тогда

$$t_x = T_1 U_x / U_{\text{обр}} = m T_{\text{сч}}$$

Отсюда получается уравнение измерения

$$U_x = U_{\text{обр}} \frac{T_{\text{сч}}}{T_1} m = m \cdot 10^p$$

Основные составляющие погрешности – погрешности преобразования, сравнения, квантования (дискретизации), формирования временных интервалов.

Медленные изменения характеристик интегратора (старение) не будут влиять на результат измерения.

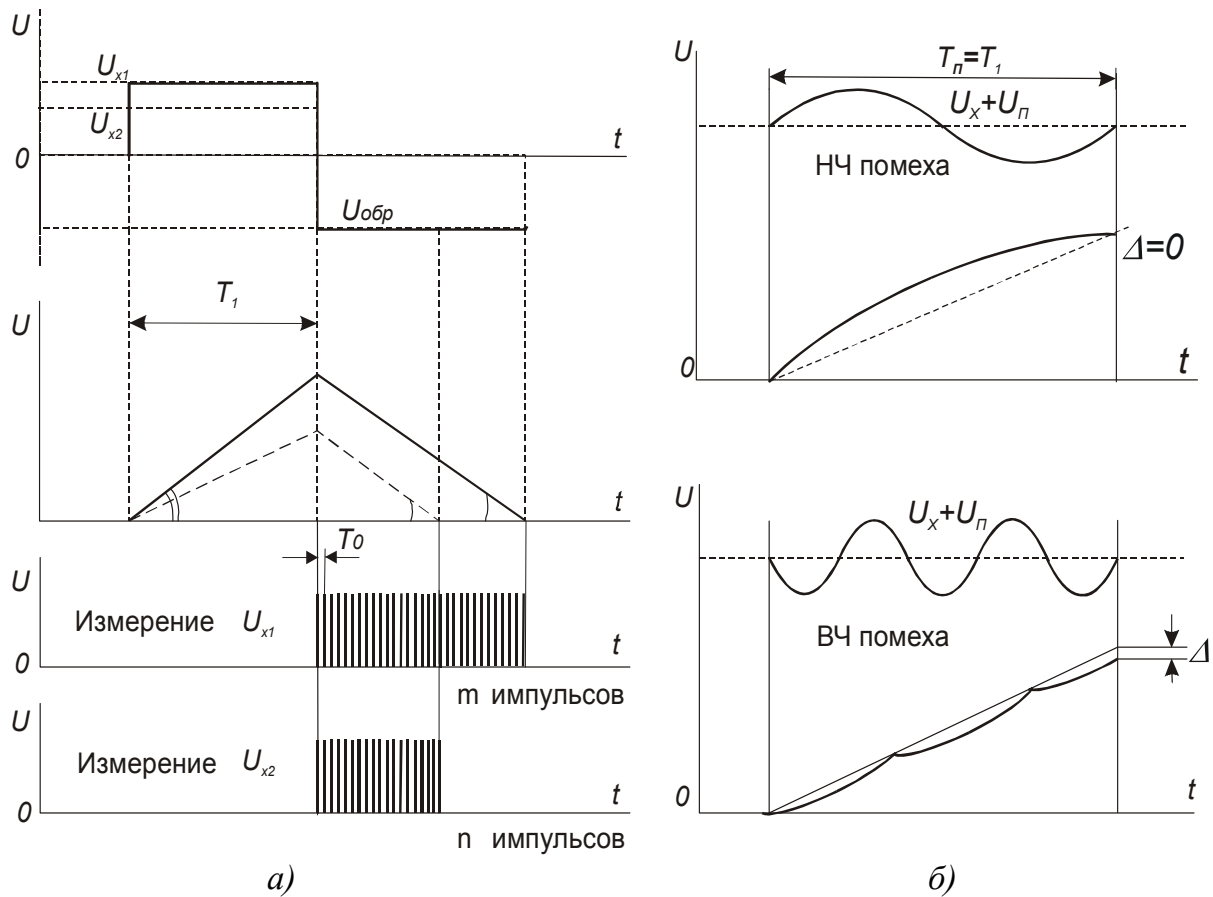


Рис. 4.6

ЦВ, реализующие метод двойного интегрирования, имеют погрешность измерения 0,02 ... 0,005 %.

3. Вольтметр поразрядного кодирования

В приборе (рис. 4.7) реализуется сравнение U_x с рядом образцовых напряжений, значения которых вырабатываются в ЦАП и изменяются по закону взвешивания от большего значения к меньшему.

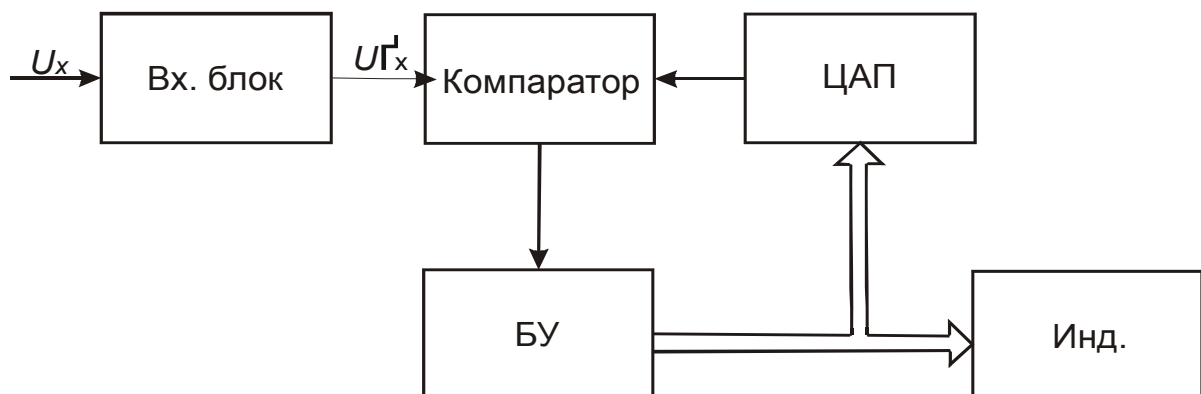


Рис. 4.7

Взвешивание начинается со старшего разряда ЦАП. Ячейка остается включенной, если напряжение ЦАП в i -м шаге компенсации остается меньше U_x ; но если оно больше, то ячейка выключается. На каждом шаге вес включенных ячеек суммируется. Таким образом, приближение к U_x осуществляется снизу.

Результат: $U_x = q \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i$, где q – напряжение, соответствующее

единице младшего разряда; a_i равно нулю или единице в зависимости от соотношения U_x и $U_{ЦАП} = U_{ki}$.

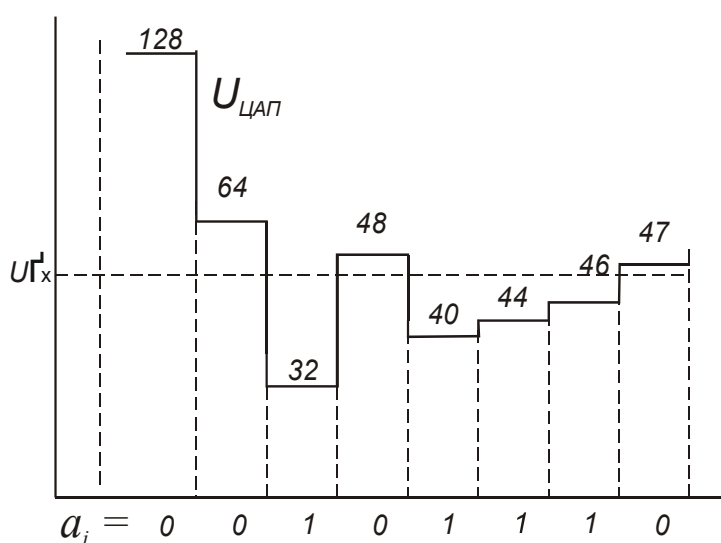


Рис. 4.8

Рассмотрим работу на конкретном примере. Пусть ЦАП имеет n двоичных разрядов: вес младшего разряда – 1 мВ и далее 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, ... мВ.

Пусть на вход подано напряжение 46,7 мВ. Компенсирующее напряжение и код a_i для каждого такта работы представлены в таблице и на

временной диаграмме (рис. 4.8). Результат измерения – 46 мВ.

U_x	i (шаг)	U_i	U_{ki}	$U_{ki} - U_x$	Код a_i
46,7	1	128	128	>0	0
	2	64	64	>0	0
	3	32	32	<0	1
	4	16	48	>0	0
	5	8	40	<0	1
	6	4	44	<0	1
	7	2	46	<0	1
	8	1	47	>0	0

В реальных вольтметрах напряжение ячеек ЦАП может изменяться по двоично-десятичному коду, когда каждый разряд представлен четырьмя ячейками в коде 1-2-4-8. В приведенном примере

(см. таблицу) это были бы ячейки 1, 2, 4, 8; 10, 20, 40, 80; 100, 200, ... мВ. Число ячеек при этом возрастает незначительно, но упрощается дешифрация, каждая тетрада работает на свой разряд десятичного индикатора.

Основные погрешности вольтметров этого типа – это погрешности ЦАП, компаратора, дискретности, входных цепей. Метод поразрядного кодирования очень чувствителен к помехам, поэтому нужны хорошие входные фильтры. Ошибочно включенная ячейка ЦАП уже не может отключиться до конца цикла уравнивания.

Достоинства приборов взвешивания: малая погрешность 0,05...0,001 % и высокое быстродействие.

4. Частотно-импульсный вольтметр

В приборе (рис. 4.9 – 4.11) реализуется преобразование входного напряжения в частоту, которая измеряется встроенным ЭСЧ. Для преобразования $U \rightarrow f$ используются интеграторы.

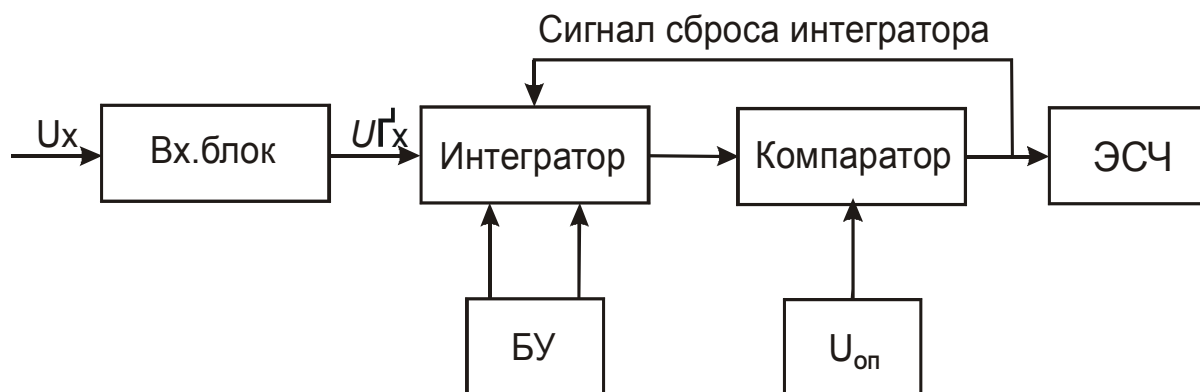


Рис. 4.9

Напряжение в частоту преобразуется за счет использования импульсной обратной связи (ОС). Входное напряжение интегрируется до опорного (порогового) уровня. При этом

$$V = \operatorname{tg} \alpha = \frac{U_{\text{оп}}}{T_x} \sim U_x, \text{ если } U_x \gg U_{\text{оп}}.$$

При равенстве U_x и $U_{\text{оп}}$ срабатывает компаратор и формируется импульс ОС, возвращающий интегратор в исходное состояние. Частота срабатывания компаратора пропорциональна измеряемому напряжению: $U_x \sim U_{\text{оп}} F_x$. Путем выбора параметров схемы можно обеспечить $U_x = 10^p F_x$, где $p = \pm 1, 2, \dots$.

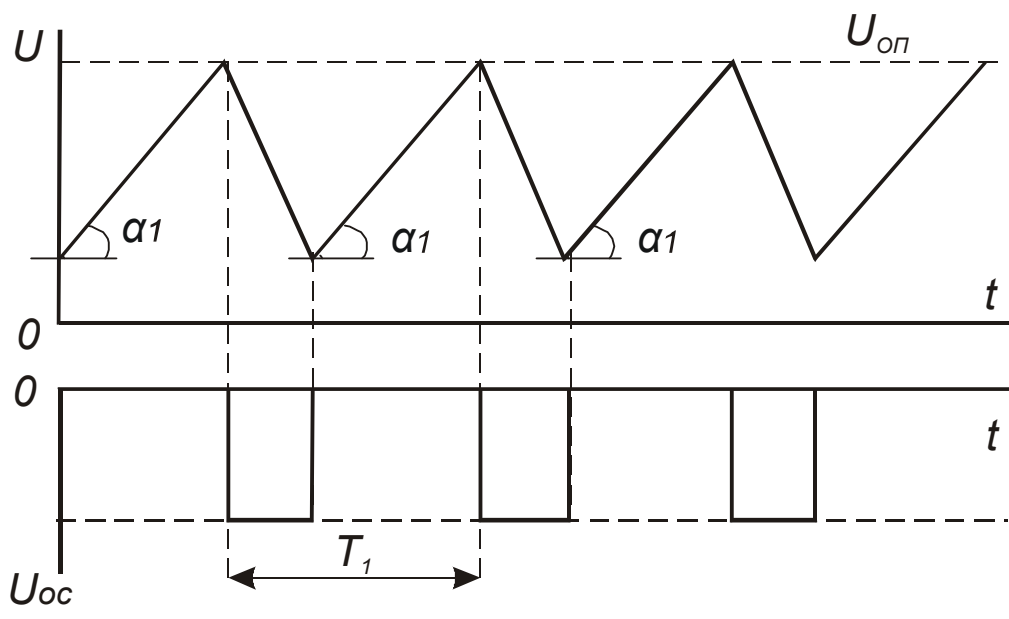


Рис. 4.10

Метод преобразования в частоту относят к интегрирующим, так как при измерении частоты реализуется ее усреднение за время счета ЭСЧ, при этом уменьшается погрешность, обусловленная периодической помехой. Измеряемое напряжение преобразуется в частоту по линейному закону. Если при измерении усреднение частоты производится за время, равное целому числу периодов помехи, или время измерения много больше периода помехи, тогда измеренное среднее значение частоты равно частоте сигнала без помехи. Короткие импульсные помехи практически не изменяют частоту и не влияют на результат.

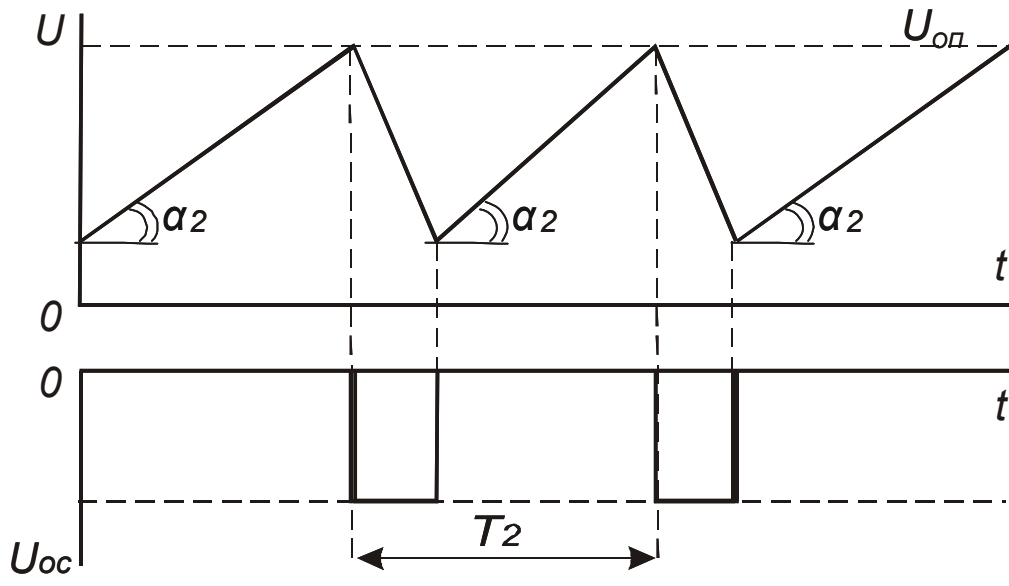


Рис. 4.11

Приборы, реализующие методы преобразования напряжения в частоту, обеспечивают погрешность измерения 0,1...0,005 %, высокое подавление помех (более 40 дБ), высокую чувствительность (0,1...1 мкВ).

Современные ЦВ, как правило, микропроцессорные, многофункциональные, с автокалибровкой, АВП, автоматическим выбором полярности, с самопроверкой, с возможностями математической обработки и усреднения результатов многократных измерений.

Наиболее простые времяимпульсные методы. При этом чаще применяют двойное интегрирование. Предел допускаемой основной погрешности ЦВ обычно задается двухчленной формулой:

$$\delta = \pm [b + a |A_k / A_{\Pi}|] \text{ или } \delta = \pm [c + d |A_k / A_{\Pi} - 1|],$$

где a, b, c и d – постоянные числа; A_{Π} – показания; A_k – предел измерения.

Входной блок универсального и многофункционального вольтметра содержит аналоговые преобразователи (аттенюатор, усилитель, фильтр и т.д.).

Современные ЦВ имеют четыре входных зажима:

H (High – высокий) – зажим высокого потенциала;

L (Low – низкий) – зажим низкого потенциала;

G (Guard – защита) – обозначает экран входных цепей;

⊥ – корпус прибора.

Контрольные вопросы

1. Поясните принцип действия времяимпульсного вольтметра.
2. Какова структура погрешности времяимпульсного вольтметра и классификация составляющих?
3. Как во времяимпульсных вольтметрах подавляются помехи?
4. Поясните принцип действия вольтметра двойного интегрирования.
5. Какова структура погрешности вольтметра двойного интегрирования и классификация составляющих?
6. Как в вольтметрах двойного интегрирования подавляются помехи?
7. Как работает вольтметр поразрядного кодирования?
8. Какова структура погрешности вольтметра поразрядного кодирования и классификация составляющих?
9. Как в вольтметрах поразрядного кодирования подавляются помехи?

10. Как работает частотно-импульсный вольтметр?
11. Какова структура погрешности частотно-импульсного вольтметра и классификация составляющих?
12. Как в частотно-импульсных вольтметрах подавляются помехи?
13. Поясните работу вольтметра поразрядного кодирования, измеряющего напряжение $10,00 - 0,01N$ В с индикацией четырех десятичных разрядов. Обоснуйте выбор ячеек образцового ЦАП и требования к входному делителю (N – номер студента по списку группы).

Лекция 5. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

1. Виды ваттметров и их параметры

Измерение мощности наиболее распространено в диапазоне СВЧ. Для этого используют ваттметры поглощающей ($M3$) и проходящей ($M2$) мощности (рис. 5.1 и 5.2).

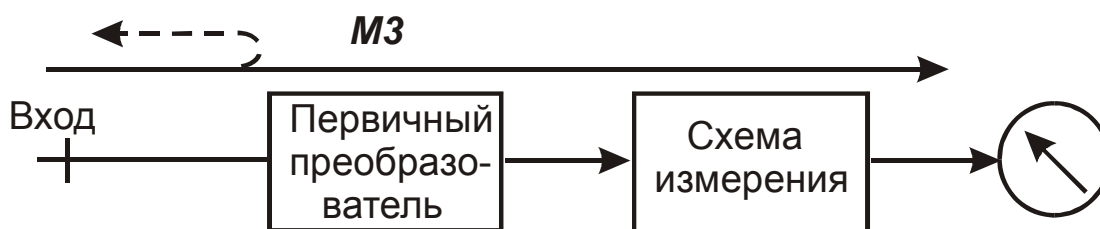


Рис. 5.1

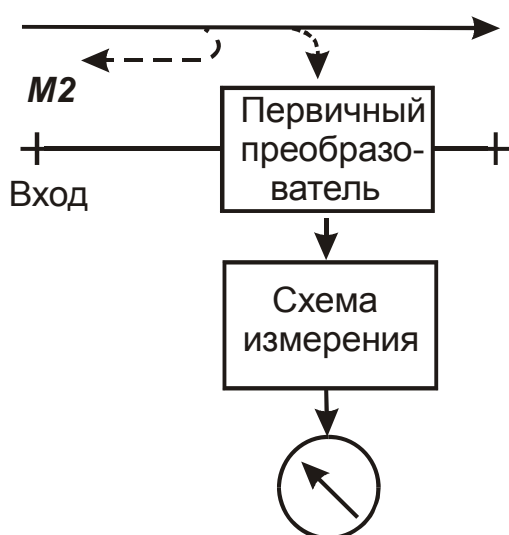


Рис. 5.2

Прибор типа $M3$ можно включить, как прибор $M2$, с использованием направленного ответвителя (НО). Обычно НО применяется для ответвления падающей волны, но если включить дополнительный НО на ответвление отраженной волны, то можно измерить коэффициент отражения, т.е. оценить согласование в тракте.

Единицы измерения:

– абсолютные (Вт, мВт, мкВт и др.);

– относительные логарифмические:

$\alpha = 10 \lg P_x / P_0$ (дБ·мВт, дБ·Вт и др.).

В зависимости от соотношения P_x и P_0 значение α может быть со знаком «+» или «-». Знак «-» означает, что $P_x < P_0$. Обычно выбирают $P_0 = 1$ Вт или $P_0 = 1$ мВт, тогда $+10$ дБ·мВт = -20 дБ·Вт \rightarrow 10 мВт. Значение 30 дБ·Вт \rightarrow 1 мВт; $+30$ дБ·Вт \rightarrow 1 кВт.

В комплекте с направленными ответвителями, коммутаторами, делителями ваттметры применяют для широкого круга измерений. Цифровые ваттметры используют для построения автоматизированных комплексов и систем диапазона СВЧ.

Некоторые реальные применения:

- измерение мощности и интенсивности излучения (плотности потока мощности, напряженности поля, амплитудного распределения поля в пространстве или раскрыве апертурных антенн и т.д.);
- определение коэффициента передачи (затухания, усиления, потерь, развязки и т.д.): $K_x = 10 \lg P_{\text{ВХ}} / P_{\text{ВЫХ}}$ – затухание; $K_x = 10 \lg P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}}$ – усиление;
- определение коэффициента отражения, КСВ, КБВ;
- поверка стробоскопических осциллографов и других приборов СВЧ.

Ваттметры можно классифицировать по различным признакам.

1. По виду используемых первичных преобразователей:
 - тепловые (калориметрические, термоэлектрические, термисторные, болометрические и др.);
 - электронные (диодные, на эффекте Холла);
 - механические (пондеромоторные) и др.
2. По характеру измеряемой мощности:
 - среднего значения мощности непрерывных сигналов;
 - импульсно-модулированных сигналов (среднего значения);
 - импульсной мощности (мощности в импульсе).
3. По типу тракта:
 - коаксиальные;
 - волноводные.
4. По классу точности: 2,5; 4,0; 6,0; 10; 15; 25.
5. По уровню средних значений мощности:
 - малой – до 10 мВт;
 - средней – 10 мВт...10 Вт;
 - большой – свыше 10 Вт.

Основные параметры ваттметров определяются используемыми первичными преобразователями.

1. Пределы измерений мощности и динамический диапазон. Динамический диапазон преобразователя (обычно 30...40 дБ) расширяется аттенюаторами. В радиотехнике требуется измерять мощности менее 1 мкВт и более 100 кВт, т.е. динамический диапазон свыше 110 дБ.

2. Рабочий диапазон частот (от сотен мегагерц до сотен гигагерц).

3. Основная погрешность (от 0,2 до 20 %).

4. Импеданс, или волновое сопротивление ($Z_{вх}$). В настоящее время распространены коаксиальные тракты с волновым сопротивлением 50 Ом.

5. Коэффициент преобразования – отношение сигнала на выходе к сигналу на входе преобразователя. В зависимости от типа преобразователя он может иметь разную размерность: $K'_{пр} = U/P$, В/Вт (термоэлектрический); $K''_{пр} = \Delta R/\Delta P$, Ом/Вт (термисторный) и др.

6. Коэффициент эффективности преобразования – отношение коэффициента преобразования на СВЧ к коэффициенту преобразования на частоте калибровки (это может быть постоянный ток, НЧ-сигнал и др.):

$$K_{э} = K_{пр\ СВЧ} / K_{пр0}.$$

7. Время установления показаний $T_{у} \approx (5...6)\tau$ зависит от типа преобразователя и составляет диапазон от нескольких периодов колебаний СВЧ до десятков минут.

На результаты измерений в значительной степени влияет рассогласование преобразователя. Эту систематическую погрешность при известном модуле коэффициента отражения преобразователя можно учесть, используя корректирующие таблицы, графики или формулы. С учетом коэффициента отражения преобразователя $|\Gamma_{пр}|$ измеренное значение

$$P_{изм} = P_{пад} \left(1 - |\Gamma_{пр}|^2 \right).$$

Откуда

$$P_{пад} = P_{изм} / \left(1 - |\Gamma_{пр}|^2 \right).$$

При автоматической обработке в памяти прибора или ЭВМ имеется массив данных о значениях коэффициента отражения на разных частотах.

2. Калориметрический метод

Данный метод используется на всем диапазоне радиочастот как наиболее точный (0,5 %), но работающий преимущественно с уровнем мощности не менее 100 мкВт. Быстродействие низкое. Приборы бывают двух типов:

- калориметры с переменной температурой;
- калориметры с постоянной температурой.

Калориметры с переменной температурой используют в первичном преобразователе (ПП) жидкое, твердое или сыпучее рабочее тело (РТ), которое нагревается при подаче мощности $P_{СВЧ}$ (рис. 5.3 и 5.4).

Вначале температура РТ равна температуре окружающей среды (ОС), но из-за рассеивания мощности СВЧ она начинает плавно расти. Начальный участок – линейный во времени. Крутизна пропорциональна $P_{СВЧ}$. Но как только температура РТ превысит температуру ОС, начнется рассеивание тепла во внешнюю среду.

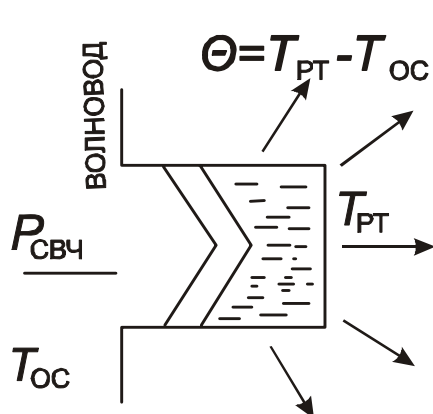


Рис. 5.3

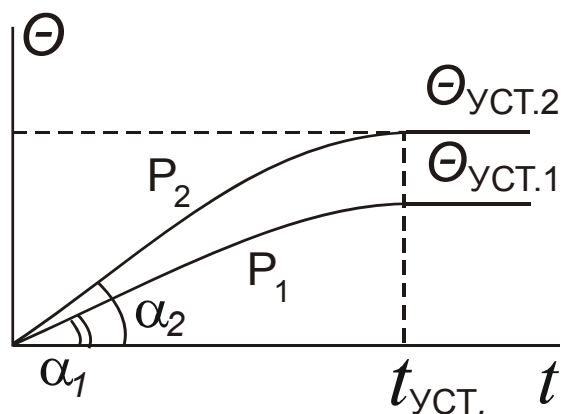


Рис. 5.4

Через некоторое время $t_{уст}$ установится режим работы, при котором разностная температура $\Theta = T_{РТ} - T_{ОС}$ постоянна во времени, поскольку вся поступающая мощность $P_{СВЧ}$ рассеивается во внешнюю среду. Мощность превращается в тепло, и за счет излучения тепла в пространство температура РТ остается постоянной. Если входная мощность СВЧ изменится, то процесс установления повторяется. Если $P_2 > P_1$, нагрев будет осуществляться с большей скоростью и установившееся значение разностной температуры будет выше. Таким образом, можно либо измерять скорость изменения температуры на начальном линейном участке, либо определять установившееся зна-

чение температуры РТ. Вариант схемы проточного калориметра приведен на рис. 5.5.

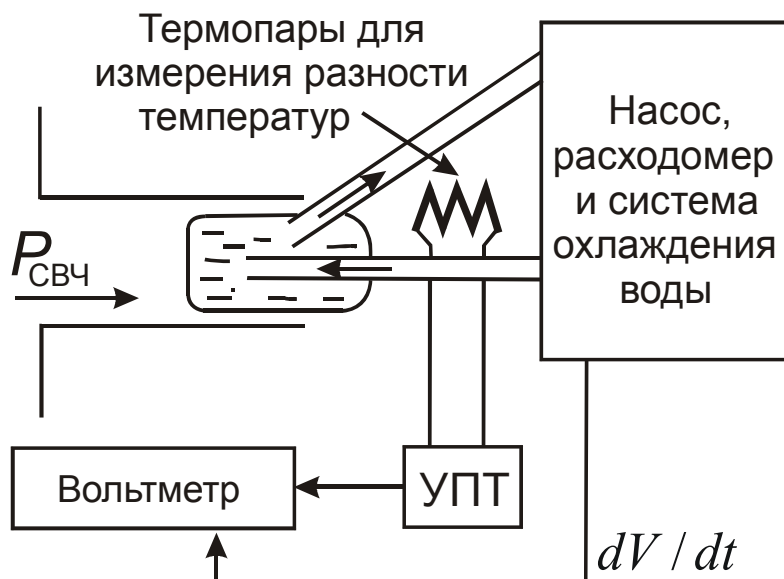


Рис. 5.5

В приведенном калориметре в качестве РТ применена вода. Для измерения разности температур $(t_2 - t_1)$ °С используют термопары, УПТ и на выходе вольтметр.

Недостатки калориметров переменной температуры:

- сложность системы подачи воды и учета ее расхода;
- любое вещество РТ при изменении температуры изменяет свои физические свойства, что приводит к дополнительной погрешности, обусловленной возникающим рассогласованием в тракте.

Калориметры с постоянной температурой работают в неизменной температурной точке и бывают следующих видов:

- с фазовым переходом РТ из одного состояния в другое (вода – пар, лед – вода и др.). Мощность оценивается по скорости фазового перехода (например по скорости образования пара). Приборы очень сложные;

- компенсационные на методе замещения. Предварительно разогревают РТ до требуемой рабочей температуры. При подаче СВЧ уменьшают разогрев РТ до рабочей температуры;

- компенсационные с охлаждением. Разогрев РТ компенсируется принудительным охлаждением (например с использованием эффекта Пельтье).

Компенсационный калориметр на методе замещения использует процедуру восстановления рабочей температуры в исходную точку калибровки. РТ предварительно разогревается с помощью нагревательного элемента (НЭ) постоянным или НЧ током. Мощность, расходуемая на нагрев, регулируется и измеряется специальной схемой (рис. 5.6).

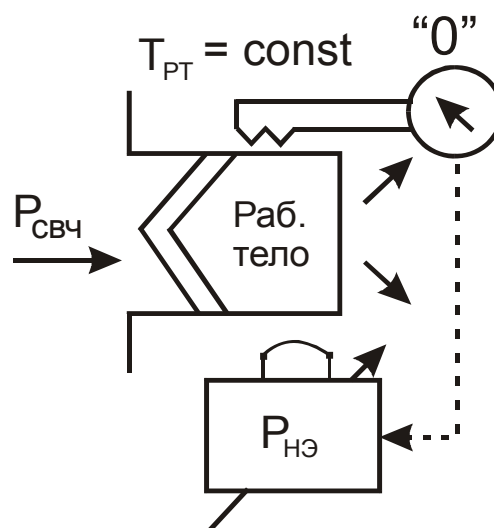


Рис. 5.6

При подаче СВЧ сигнала происходит дополнительный разогрев рабочего тела. За счет снижения мощности, подаваемой на нагревательный элемент, можно привести его температуру в исходное состояние. Мощность СВЧ при этом определяется по разнице мощностей, затрачиваемых на разогрев в начале и конце цикла измерения.

При этом считается, что нагрев РТ сигналами разной частоты одинаковый при одинаковой мощности.

Калориметр на эффекте Пельтье применяет процедуру охлаждения РТ с помощью термопар при протекании тока внешнего регулируемого источника, как это показано на рис. 5.7.

Верхний блок термопар Пельтье с регулируемым током служит для принудительного охлаждения РТ. Рабочий блок термопар необходим для измерения разностной температуры эталонного (образцового) и рабочего трактов. Преобразователи полностью идентичны.

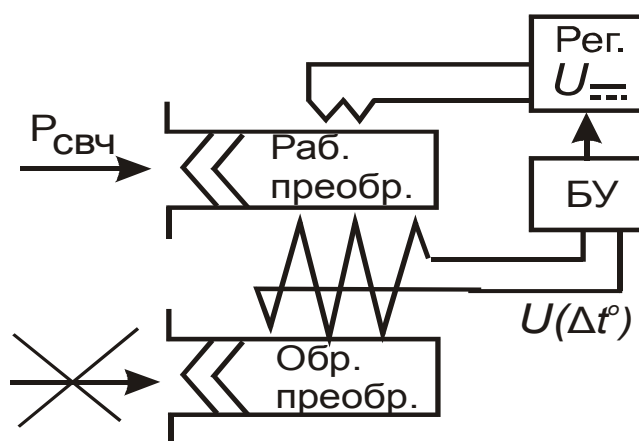


Рис. 5.7

После подачи мощности СВЧ охлаждающими концами верхней термопары температуру РТ приводят к температуре образцового преобразователя. При измерении добиваются нулевой разностной температуры. По мощности, затрачиваемой на охлаждение, оценивается мощность СВЧ.

3. Терморезистивный метод

Используется эффект изменения сопротивления термочувствительного резистора при нагревании его мощностью сигнала СВЧ. В качестве термочувствительных резисторов применяют болометры и термисторы.

Болометры (рис. 5.8) изготавливают в виде тонкой проволоки или металлической пленки, нанесенной на диэлектрик. Материал покрытия – платина или палладий. У болометров температурный коэффициент сопротивления (ТКС) положительный, т. е. R_t линейно растет с увеличением рассеиваемой мощности.

Термисторы (рис. 5.9) изготавливают из полупроводникового сплава (окислов меди, марганца, кобальта). Бусинка помещается в стеклянный баллон с золочеными выводами. Для них ТКС отрицательный, т.е. R_t уменьшается при подаче мощности.

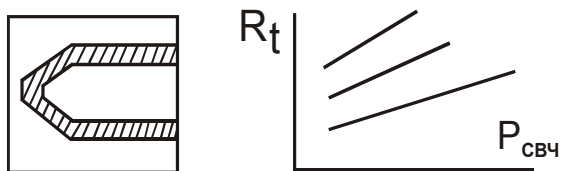


Рис. 5.8

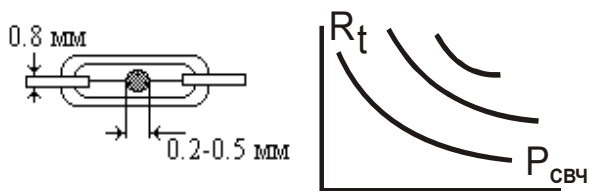


Рис. 5.9

Термистор (болометр) включается непосредственно в тракт СВЧ, он поглощает и рассеивает поступающую мощность СВЧ. Из-за малых размеров термисторы и болометры рассеивают небольшую тепловую мощность и применяются для измерения малых мощностей ($10^{-6} \dots 10^{-2}$ Вт). Элементы очень чувствительны и могут работать с сигналами менее 1 мкВт. В настоящее время чаще используют термисторы.

Для изменения R_t обычно применяют мостовые схемы (рис. 5.10).

Резистивный мост Уитстона – основная схема измерения. При этом термистор – это оконечная нагрузка тракта СВЧ. Номиналы резисторов таковы, что $R_1 \approx R_2$; $R_3 \approx R_t \approx Z_B$.

Цепь содержит индикатор баланса моста (индикатор нуля), а также прибор для измерения постоянного тока (мощности). Начальная балансировка моста осуществляется сопротивлением $R_{\text{РЕГ}}$ без подачи сигнала СВЧ. Изменяя общий ток $I = I_+ + I_-$, регулируют ток в ветвях $R_1 R_t$ и $R_2 R_3$. При этом рабочая точка термистора смещается в требуемую область.

При подаче мощности СВЧ происходит разбалансировка моста за счет нагрева термистора на ΔR_t . При малой $P_{СВЧ}$ отклонение стрелки I прибора, включенного в диагональ моста, пропорционально $P_{СВЧ}$. Главный недостаток состоит в том, что изменение R_t в процессе измерений приводит к рассогласованию в тракте. К тому же мал динамический диапазон линейной шкалы.

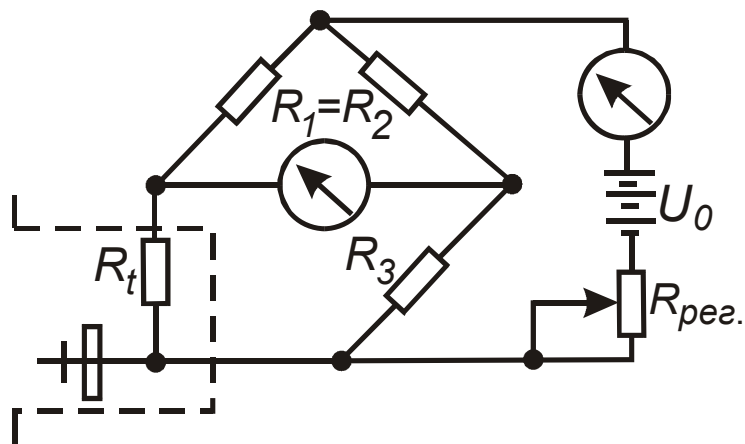


Рис. 5.10

Для устранения этого реализуют метод замещения. В исходной рабочей точке $R_t \approx Z_B$ и тракт согласован. После разбалансировки моста при подаче $P_{СВЧ}$ его вновь балансируют, изменяя I_{\equiv} , и возвращают R_t в точку согласования. Мощность СВЧ определяется как разность мощностей постоянного тока между первой и второй балансировкой. При равенстве $I_{\equiv} = I_{\equiv}''$ можно измерять общий ток I_{\equiv} , так как ток через термистор известен: $I_{R_t} = I_{\equiv} / 2$. Тогда

$$P_{СВЧ} = R_t \left(I_{\equiv НАЧ}^2 - I_{\equiv КОН}^2 \right) / 4.$$

Конструкция термисторной головки (преобразователя) и эквивалентная схема приведены на рис. 5.11.

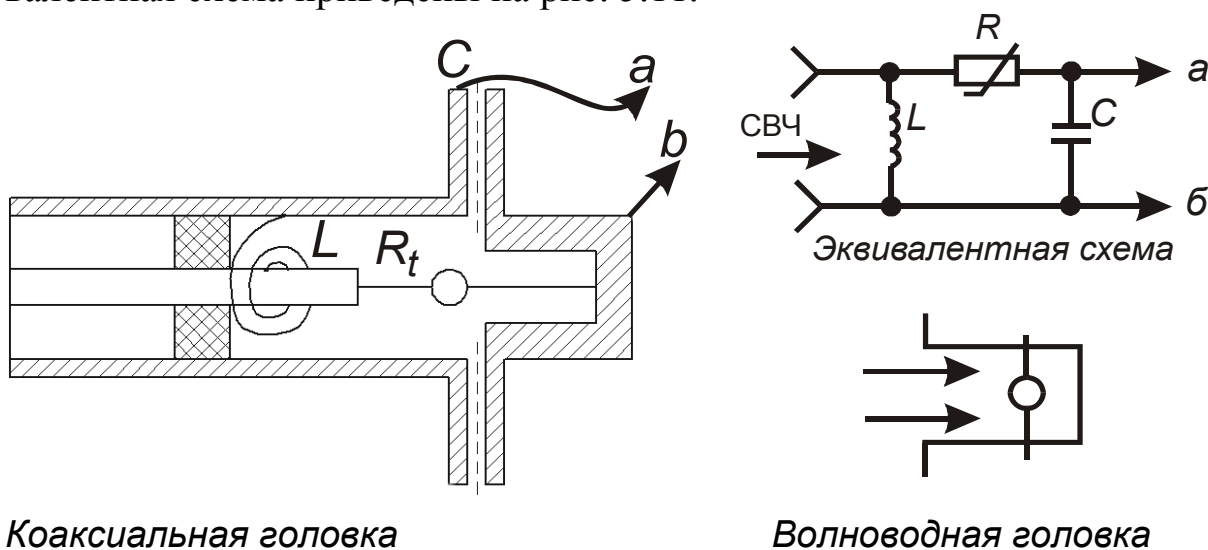


Рис. 5.11

На практике применяют более сложные схемы с двойной балансировкой от ПТ и НЧ, с двумя мостами (опорный мост для термокомпенсации).

Элементы L и C обеспечивают возможность включения моста в цепь ПТ (см. рис. 5.11). Для СВЧ L не влияет на работу, а C обеспечивает замыкание (КЗ). Волноводные конструкции близки к конструкциям детекторных головок.

Метод высокочувствительный, точный, но трудоемкий.

Погрешности измерений обусловлены температурным дрейфом нуля, рассогласованием, погрешностью определения K_3 , погрешностью измерения мощности замещения. Суммарная погрешность 1...7 %.

4. Термоэлектрический метод

В методе используется преобразование СВЧ энергии в тепловую с помощью СВЧ дифференциальных термопар при дальнейшем измерении термоЭДС, вырабатываемой термопарой:

$$P_{\text{СВЧ}} = U_{\text{ТЭДС}} / K_{\text{ПР}}$$

Метод применяют при измерении малых $P_{\text{СВЧ}}$. Здесь не нужна термокомпенсация, так как $U_{\text{ТЭДС}}$ не зависит от температуры окружающей среды. Термопары сложные, с напылением на слюдяную подложку или стекловолокно (диаметр 20...40 мкм) материалов: висмут – сурьма; хромель – копель (сплавы металлов); теллурид свинца – кремний (п/п материалы).

В преобразователе обычно используют две термопары, включенные в цепь параллельно и последовательно для повышения чувствительности. Конструкции преобразователей достаточно сложные. Обычно используются вставки термопар для преобразователей, которые могут заменяться при перегорании. Слюдяной диск вставляется в специальный держатель. Двусторонняя металлизация диска позволяет получить разделительные емкости.

Упрощенная схема ваттметра приведена на рис. 5.12.

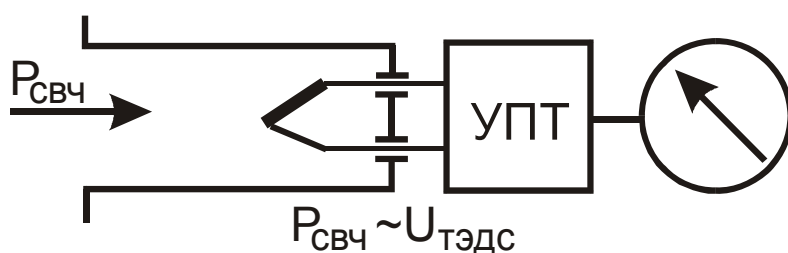


Рис. 5.12

Основные достоинства: широкая полоса рабочих частот, высокая чувствительность и большой динамический диапазон.

Погрешности: определения $K_{пр}$, $K_{э}$; нелинейности $K_{пр}$; калибровки; рассогласования.

Недостатки: плохая устойчивость к перегрузкам.

Метод широко применяется. Например, он реализован в цифровом ваттметре МЗ-51. В нем выход УПТ соединен с АЦП. Имеются режимы АВП и ДУ. Диапазон рабочих частот – 0,02...17,85 ГГц. Диапазон измеряемых мощностей – 1 мкВт...10 мВт. Дрейф нуля – не более 0,4 мкВт/мин.

Основная погрешность

$$\delta = \pm \left(4 + 0,1 \left(\frac{P_{шк}}{P_x} - 1 \right) \right) \%$$

5. Метод на эффекте Холла

Метод предназначен для измерения проходящей мощности. В качестве материала датчика применяют германий, арсенид индия (InAs) и др. ЭДС Холла обусловлена накоплением отклоняющихся в магнитном поле зарядов. Эффект Холла приводит к возникновению разности потенциалов в полупроводниковой пластине, по которой в определенном направлении протекает электрический ток, при помещении пластины в магнитное поле, силовые линии которого перпендикулярны направлению тока.

Датчики имеют малую чувствительность, поэтому их соединяют последовательно (рис. 5.13). Напряжение Холла пропорционально мгновенному значению плотности потока мощности. Усреднение по времени дает среднюю мощность. Максимальная чувствительность – 1...3 мкВ/мВт.

Недостатки: ЭДС зависит от температуры; низкая чувствительность, малая точность, малый динамический диапазон.

Достоинство – малая инерционность.

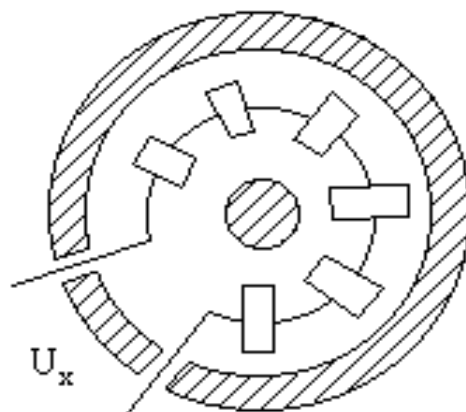


Рис. 5.13

6. Пондеромоторный метод

Метод основан на механическом воздействии сил ЭМП на металлические элементы линий передачи (рис. 5.14, а). Наиболее чувствительные – крутильные конструкции (рис. 5.14, б).

Проводящие пластины 4, 5 подвешиваются на упругой нити 6 (рис. 5.14, в). 1 – вход, 2 – крутильная головка, 3 – волновод, 7 – зеркало, 8 – лампочка, 9 – противовес, 10 – индикатор, 11 – световой луч, 12 – выход. Электрическое поле и заряды на стенках индуцируют заряды в пластине – возникает вращающий момент.

Начальный угол $\psi_0 \approx 45^\circ$. Используют две пластины для лучшего согласования.

Метод точный, но работающий только с большими сигналами (более 1 Вт). Обеспечивается измерение проходящей мощности. Метод узкополосный, сложен при калибровке, чувствителен к механическим воздействиям (вибрациям).

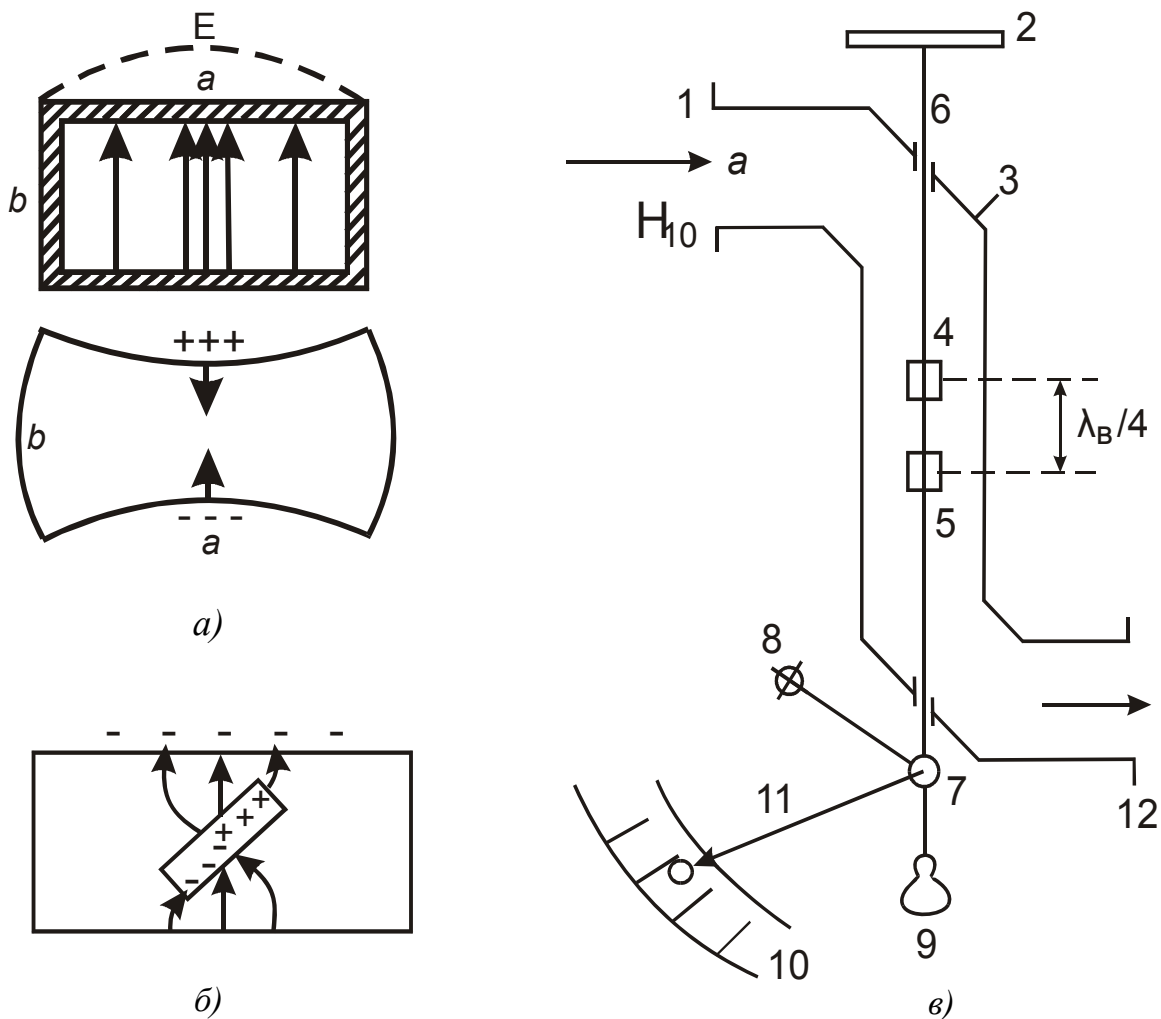


Рис. 5.14

Контрольные вопросы

1. Как прибором поглощаемой мощности измерить проходящую мощность?
2. Как ваттметром измерить коэффициент отражения?
3. Назовите области применения ваттметров.
4. Приведите классификацию ваттметров по виду используемых первичных преобразователей.
5. В каких единицах измеряется коэффициент преобразования термоэлектрического и термисторного ваттметра?
6. Поясните устройство и работу калориметрического ваттметра с постоянной температурой.
7. Поясните терморезистивные методы и особенности построения первичных преобразователей.
8. Поясните работу резистивного моста Уитстона.
9. Поясните термоэлектрический метод.
10. Поясните пондеромоторный метод.
11. Поясните метод на эффекте Холла.
12. Сколько мощности в ваттах, если она равна $\pm 3N$ дБ·мВт (N – номер студента по списку группы)?
13. Ваттметр среднего значения мощности показал величину $+3N$ дБ·мВт. Какова импульсная мощность, если скважность равна $3N$?
14. Какова погрешность измерения $4N$ мВт на шкале 100 мВт ваттметром класса точности 1 без учета рассогласования в тракте?
15. Какова погрешность измерения $4N$ мВт на шкале 100 мВт ваттметром класса точности 1 с учетом рассогласования в тракте, если $|\Gamma|=0,1N$?

Лекция 6. ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛА

Электронный осциллограф предназначен для наблюдения, измерения и регистрации электрических сигналов. Он позволяет осуществлять качественное и количественное исследование сигнала во времени.

Осциллограф (*осциллум* (лат.) – колебание + *графо* (греч.) – пишу) – один из наиболее универсальных приборов, позволяющий измерять самые разнообразные характеристики и параметры сигналов и цепей (частоту, период, скважность, амплитуду, длительность фронта, спад вершины, импеданс, нелинейные искажения, коэффициент передачи и др.).

Подгруппы: С1 – универсальные, С7 – стробоскопические, С8 – запоминающие, С9 – специальные.

Осциллографы классифицируют также:

- по количеству каналов (одновременно исследуемых сигналов) – 1, 2, 4, ...;
- ширине полосы пропускания (универсальные – до десятков мегагерц, ВЧ – до 300...500 МГц, стробоскопические – до десятков гигагерц);
- чувствительности канала вертикального отклонения (1 мВ/см, 10 мВ/см и т. д.);
- виду индикатора (электронно-лучевые, газоразрядные, жидкокристаллические);
- условиям эксплуатации и т. д.

1. Индикаторные устройства

Электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) – основа обычного осциллографа. В своей конструкции она содержит (рис. 6.1) следующие элементы: накал; катод; модулятор; 1-й анод; 2-й анод; вертикальные отклоняющие пластины (Y); горизонтальные отклоняющие пластины (X); 3-й анод; экран, покрытый люминофором; стеклянный баллон.

Это трубка с электростатическим управлением, так как в ней применены конденсаторные отклоняющие пластины. Аноды ускоряют луч, модулятор фокусирует его и изменяет яркость светового пятна на люминесцентном экране.

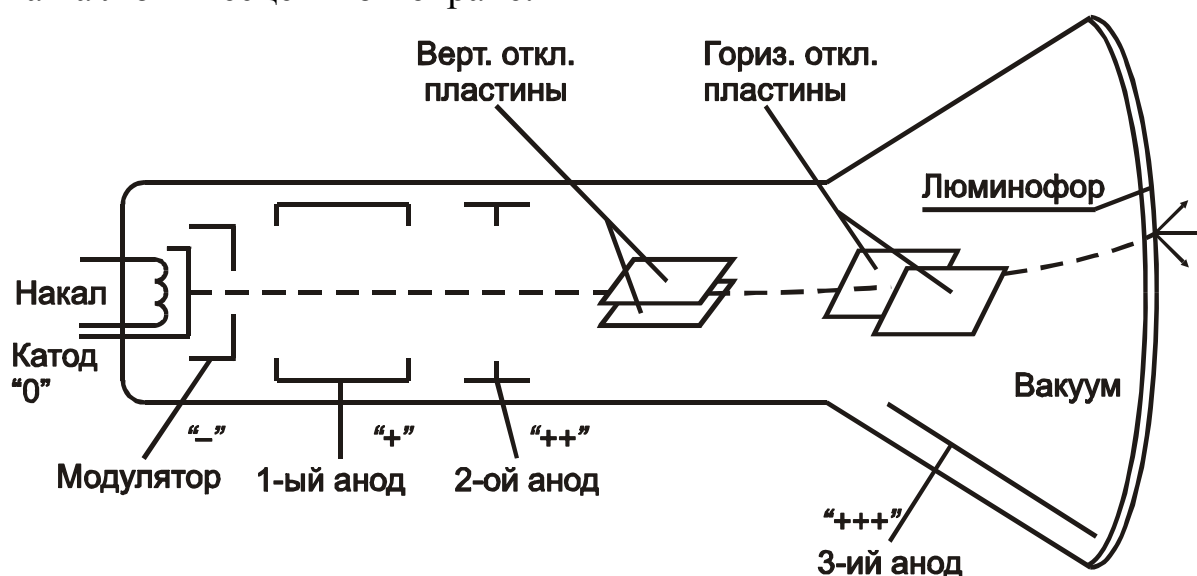


Рис. 6.1

Время свечения люминофора превышает время воздействия на него электронов (эффект послесвечения). Типовая ЭЛТ имеет полосу пропускания до десятков мегагерц, улучшенные (удлиненные) ЭЛТ – до сотен мегагерц.

Чувствительность трубки зависит от величины пластин вертикального отклонения, поэтому чем ниже чувствительность, тем шире полоса пропускания и наоборот. Чем больше скорость электронов, тем при том же напряжении вертикального отклонения будет меньше угол отклонения луча, т.е. меньше чувствительность прибора. С другой стороны, большая скорость уменьшает угол пролета электронов и расширяет полосу пропускания. Дальнейшее расширение полосы пропускания достигается построением *отклоняющей системы бегущей волны* (ОСБВ) в виде секций замедляющей системы, как показано на рис. 6.2.

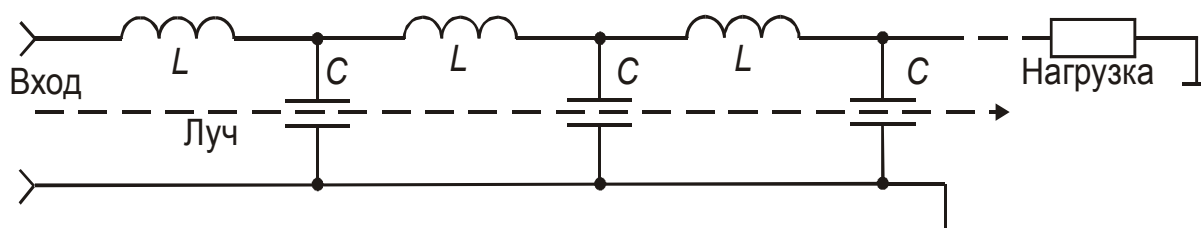


Рис. 6.2

Фазовая скорость бегущей волны сигнала примерно равна скорости электронов. Их взаимодействие и, следовательно, отклонение обеспечивается в более широкой полосе частот, примерно на порядок выше, чем в обычных ЭЛТ (до нескольких гигагерц), при высокой чувствительности. Сопротивление нагрузки обеспечивает согласование.

Основные недостатки ЭЛТ:

- большая длина трубки (для лучшего отклонения);
- высокие питающие напряжения;
- ограниченные (малые) размеры экрана;
- трудность вывода данных с экрана ЭЛТ на ЭВМ.

Запоминающие трубки имеют расположенную параллельно экрану мишень – мелкоструктурную сетку, покрытую слоем диэлектрика (рис. 6.3). Электронный луч высокой энергии «записывает» сигнал на мишени (на которой осаждаются электроны) и проходит через сет-

ку на люминофор. На мишени создается потенциальный рельеф сигнала, который может длительно сохраняться (особенно если отключено питание ЭЛТ).

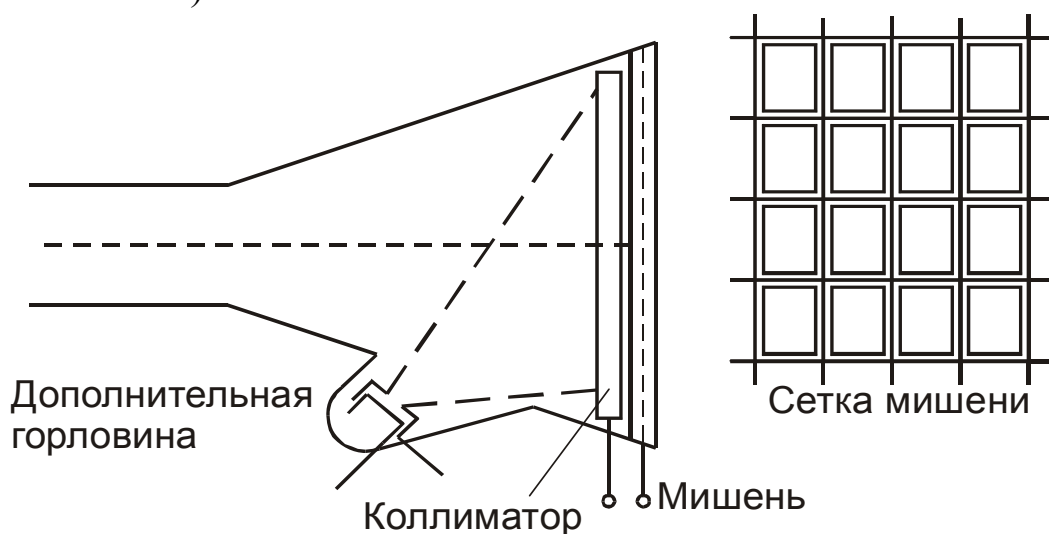


Рис. 6.3

Узел воспроизведения создает поток электронов малой скорости, которые с помощью коллиматора равномерно облучают мишень. Потенциалы подбирают так, чтобы медленные электроны проходили мишень только там, где более высокий потенциальный рельеф. Их свечение (на люминофоре) повторяет записанный потенциальный рельеф. Стирание осуществляется подачей на мишень отрицательного выравнивающего импульса, под действием которого осевшие электроны сбрасываются с мишени.

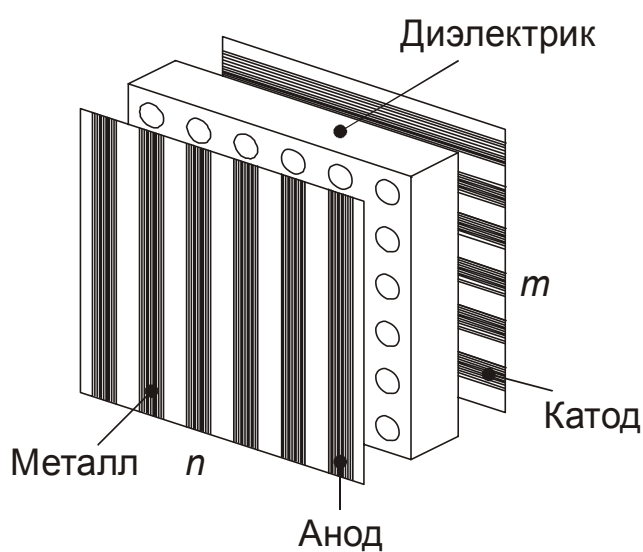


Рис. 6.4

В последнее время разработаны другие типы индикаторов: газоразрядные индикаторные панели, жидкокристаллические дисплеи и др.

Газоразрядные панели матричного типа приведены на рис. 6.4.

Электроды лицевой пластины полупрозрачны. Это аноды. На противоположной пластине расположены катоды. Внутренний объем отвер-

стей в точках, где пересекаются аноды и катоды, заполнен инертным газом, т. е. отверстия – это газоразрядные ячейки, которые светятся при подаче потенциала около 250 В.

Выбирая номер столбца и строки, можно зажигать и гасить соответствующие ячейки. Панель плоская, управляется кодом (цифрой). Число элементов $m \times n$.

Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ) и жидкокристаллические дисплеи (ЖКД) находят все более широкое применение благодаря таким свойствам, как экономичность, малые вес и размер, плоский экран и почти нулевое электромагнитное излучение. У этой технологии есть и некоторые ограничения, которые не позволяют ей полностью вытеснить электронно-лучевые трубки, например выводимая информация трудно читается в некоторых условиях.

Жидкие кристаллы – это вещества, которые имеют свойства жидкости, но молекулы в них ориентированы не хаотично. При воздействии сравнительно слабого магнитного поля молекулы ориентируются вдоль вектора магнитной индукции поля. При изменении ориентации молекул происходит изменение поляризации света, проходящего через ЖКИ.

В ЖКИ тонкий слой кристаллов находится между двумя стеклянными пластинами, покрытыми с внешней стороны прозрачным электропроводящим слоем (например оксидом индия). Внутренняя поверхность этих пластин имеет микронасечки, по которым ориентируются молекулы жидкого кристалла в непосредственной близости от поверхности. Микронасечки на одной поверхности перпендикулярны микронасечкам на другой. По мере удаления от одной пластины и приближения к другой молекулы постепенно меняют ориентацию, так что получается структура, равномерно закрученная на 90° (иногда этот угол доходит до 270°). Для того чтобы было видно изменение поляризации света, необходим внутренний или внешний источник света. В зависимости от применяемого источника ЖКИ подразделяются на три типа: отражающие (reflective); использующие как отраженный, так и встроенный источник света (transflective); использующие только внутренний источник (transmissive).

Существует несколько технологий управления ЖКИ. Для небольших по количеству пикселей ЖКИ применяется *метод прямой адресации* (матрица с разрешением $M \times N$ имеет $M \times (N+1)$ выводов):

каждый пиксел отдельно подсоединяется к управляющей схеме. В случае большого числа адресуемых пикселов применяется либо *мультиплексирование* (матрица с разрешением $M \times N$ имеет $M+N+1$ выводов, при этом ухудшается контрастность, угол зрения и инерционность), либо *активная матрица* (каждый пиксел управляется отдельным транзистором).

Пассивные ЖКИ – это наиболее распространенный тип ЖКИ благодаря относительной дешевизне и отработанной технологии изготовления. С приемлемым качеством можно мультиплексировать до 480 строк. Эти индикаторы отличаются повышенной контрастностью изображения и большим углом обзора.

В *ферроэлектрических ЖКИ* используются жидкие кристаллы, имеющие полярные молекулы. При приложении положительного электрического поля молекулы стремятся ориентироваться в направлении одной из стеклянных пластин. При приложении отрицательного электрического поля они ориентируются в другом направлении. У таких ЖКИ максимальное разрешение до 1000 строк, очень высокая контрастность изображения, низкая инерционность, но они более дорогие.

Полимерно-дисперсные ЖКИ – маленькие пузырьки жидких кристаллов помещают внутрь прозрачного полимера. При подаче электрического поля молекулы в пузырьке ориентируются в одном направлении. При согласовании оптических параметров полимера и ориентированных под действием поля жидких кристаллов свет проходит через ЖКИ не рассеиваясь. Так как поляризаторы не требуются, то изображение очень яркое. Однако возможности мультиплексирования ограничены.

Основное преимущество *СИП-дисплеев (светоизлучение полимеров)* – сочетание высокой производительности с низкой ценой. Дисплеи могут быть изготовлены в виде гибких листов, в них применяются низковольтные источники напряжения. Они излучают свет всей поверхностью, и поэтому подсветка не требуется.

СИП-дисплеи изготавливают путем напыления тонкого слоя полимера на стекло или прозрачную пластмассу, предварительно покрытую окисью индия. Алюминиевый электрод располагается на поверхности полимера. При возникновении электрического поля между двумя электродами генерируется свет. Можно получать различные цвета, изменяя структуру полимера.

Эксперименты показывают, что можно добиться яркости более $10\,000\text{ кд/м}^2$ с временем переключения в микросекундном диапазоне. Еще одно их преимущество – угол зрения 180° .

Дисплеи с полевой эмиссией (ДПЭ) проще ЖКД. Для управления пикселями имеется сетка, которая регулирует поток электронов, продуцируемых микроконусами (эмиттерами), непосредственно переводя пиксел во включенное или выключенное состояние (рис. 6.5). Основная проблема – сделать работу эмиттера более эффективной. Кроме этого существует задача снижения потребляемой мощности.

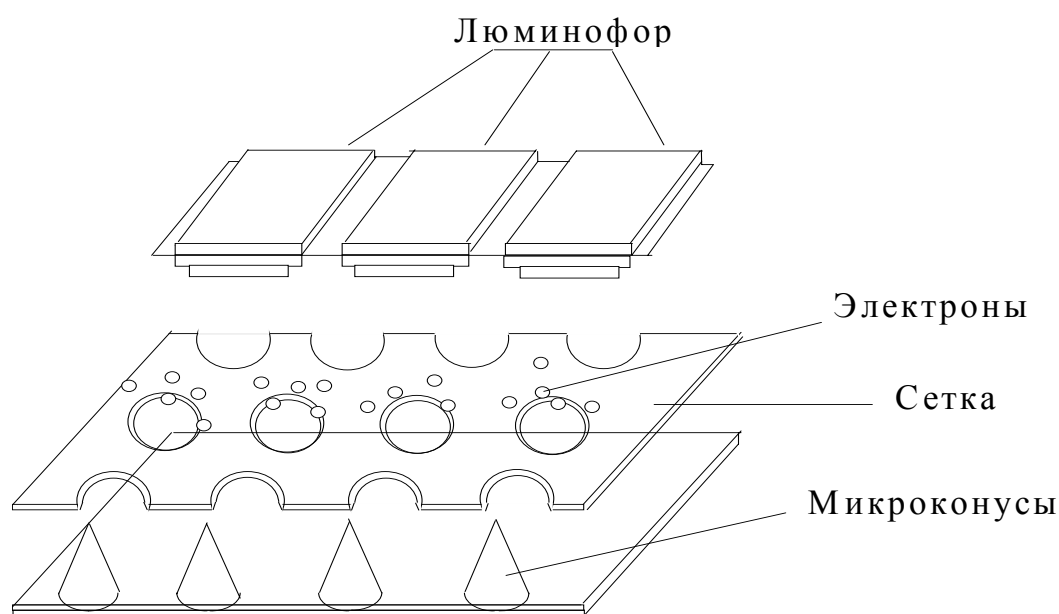


Рис. 6.5

Преимущества ДПЭ – их размер, высокая цветовая насыщенность, большой угол зрения и малая зернистость, но главное – то, что они просто изготавливаются.

2. Универсальный осциллограф

Схема, приведенная на рис. 6.6, содержит следующие устройства.

1. Входной блок имеет узлы согласования входа, аттенюатор, цепи развязки.

2. Линия задержки (ЛЗ) обеспечивает задержку сигнала по отношению к развертке.

3. ГЛИН – генератор линейно изменяющегося напряжения (генератор развертки по X для горизонтального отклонения луча).

4. Система синхронизации вырабатывает синхросигнал начала развертки либо из сигнала внешнего запуска, либо из внутреннего сигнала, либо от сигнала сети или др.

5. ПУ – предварительный усилитель.

6. УВО и УГО – усилители вертикального и горизонтального отклонения.

7. Устройства управления яркостью (канал Z).

Не показаны на рис. 6.6 средства измерения параметров сигнала, которые позволяют измерить напряжение (уровень) и интервалы времени. Это калибраторы усиления, с помощью которых проверяют и осуществляют градуировку экрана по X и Y. В простейшем случае это генераторы сигналов с известными параметрами: длительностью импульсов и амплитудой (10 мс, 100 мВ).

В более сложных приборах это цифровые измерители уровней и длительностей, которые на экране отмечаются метками времени и уровня (линии уровня и времени измерения).

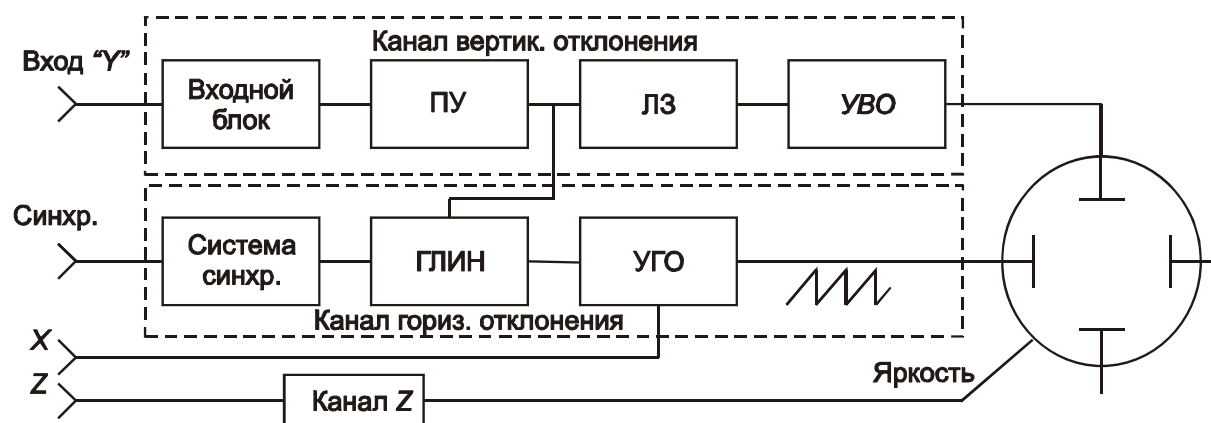


Рис. 6.6

На входном разьеме обычно указано входное сопротивление и вид входа: открытый или закрытый (пропускающий или непронускающий постоянный ток). В диапазонах СВЧ, УВЧ входной импеданс обычно 50 или 75 Ом. Входной блок устанавливает режим калибровки, регулирует чувствительность канала вертикального отклонения в диапазоне 1 мВ/см ... 10 В/см.

В канале горизонтального отклонения основные регулировки:

- вид синхронизации – внутренняя, внешняя;
- уровень синхронизации (плавный регулятор);
- скорость (время) развертки: 1 мс, 10 мс, 100 мс, 1 с и т. д.

3. Осциллограф с встроенной МПС

Один из первых «интеллектуальных» осциллографов – сочетание аналогового универсального осциллографа и МПС для управления и цифровой обработки (рис. 6.7).

На рис. 6.7 верхняя часть, обведенная пунктирной линией, – обычный осциллограф. Основное звено связи с МПС – это АЦП, обрабатывающий аналоговые сигналы. ЦАП управляет режимами работы, формирует сигнал развертки (ступенчато изменяющееся напряжение). Для измеряемого интервала времени можно определять число ступенек (шагов развертки).

С помощью клавиатуры выполняются различные функции:

- типовые измерения: U_{\max} и U_{\min} , размаха, длительности, периода, частоты и др.;
- изменение режима работы (запоминание, регулировка масштабов по X и Y);
- ввод констант, выполнение математических операций;
- управление метками и др.

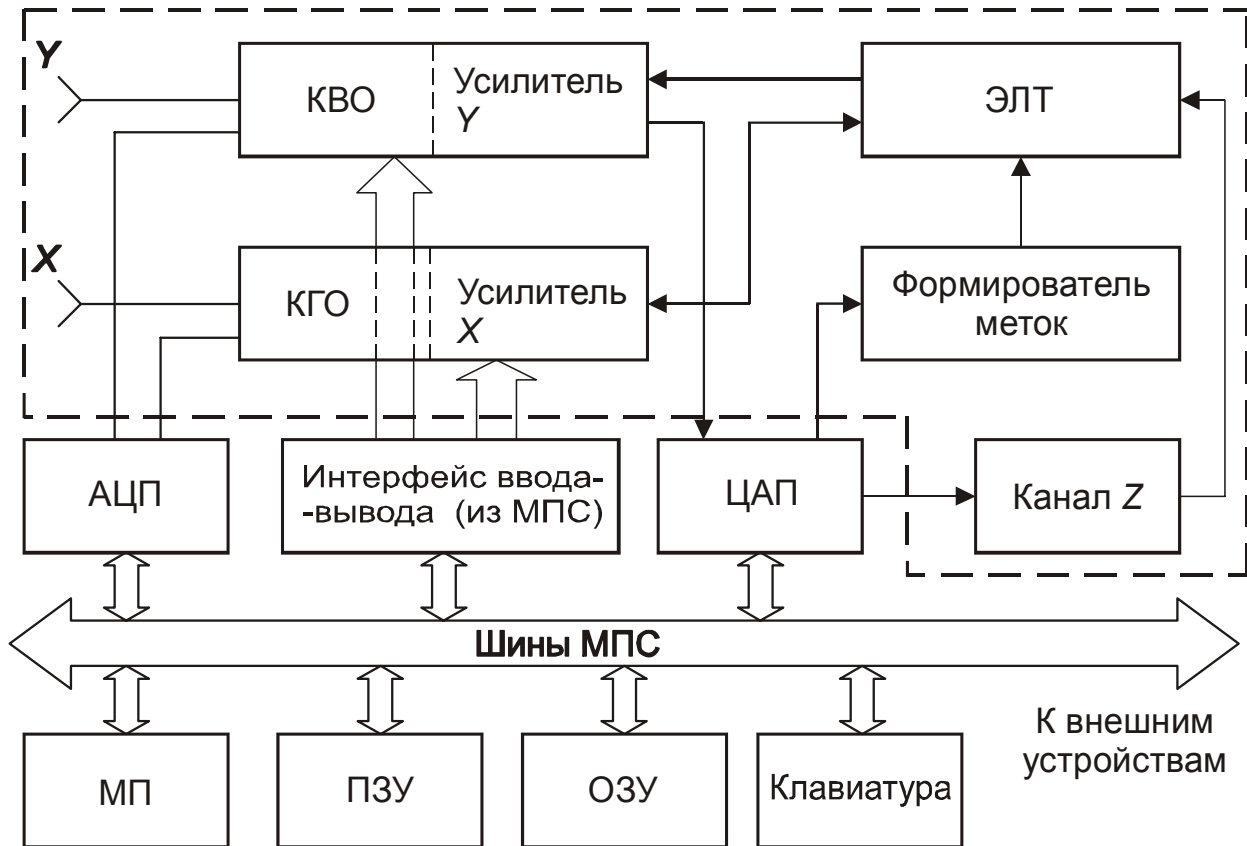


Рис. 6.7

4. Программируемый цифровой осциллограф

В отличие от рассмотренной выше схемы на рис. 6.8 представлена иная, полностью цифровая структура построения осциллографа, содержащая АЦП, МПС и матричный индикатор.

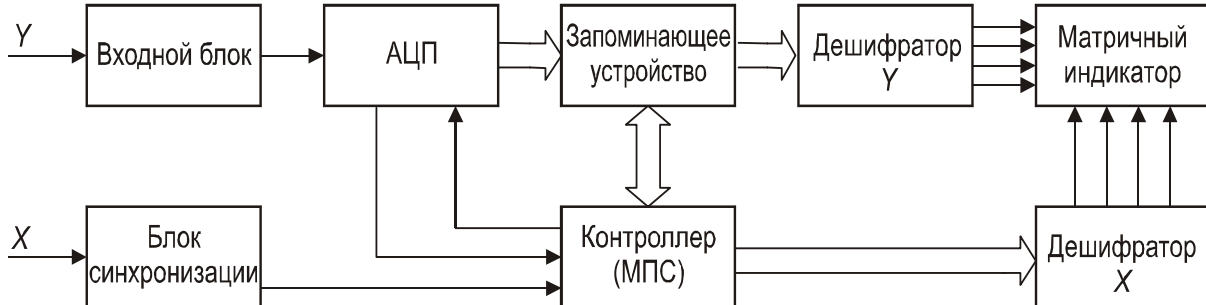


Рис. 6.8

Контроллер – устройство управления на основе МПС. На выходах дешифраторов стоят ключевые схемы. Поочередно осуществляется коммутация элементов по X. Синхронно коммутируются элементы Y в соответствии с сигналом.

5. Стробоскопические осциллографы

Стробоскопические приборы позволяют исследовать только периодические сигналы. Главное отличие – стробоскопический преобразователь на входе (трансформатор спектра). Коэффициент трансформации временного масштаба достигает $10^7 \dots 10^8$.

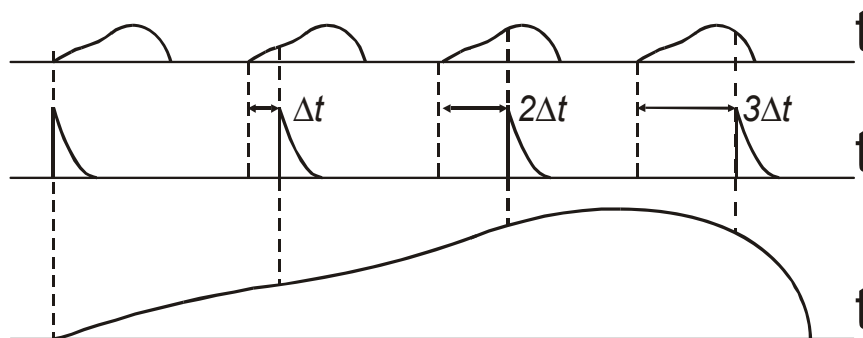


Рис. 6.9

Короткие строб-импульсы осуществляют выборку мгновенных значений сигнала со сдвигом по времени через n периодов. На рис. 6.9 показана выборка в каждом периоде.

Простейшая схема строб-преобразователя приведена на рис. 6.10. Диод должен быть быстродействующим, работающим в ключевом режиме. При отсутствии строб-импульса диод заперт напряжением смещения $+U_{см}$.

Строб-импульс отпирает диод, что приводит к заряду конденсатора C до значения мгновенного напряжения сигнала, т. е. напряжение на C пропорционально входному сигналу в точке стробирования. Период повторения строб-импульсов должен быть почти равен целому числу периодов сигнала, но иметь заданный сдвиг, равный шагу считывания: $T_{ст} = nT \pm \Delta t$, где $n = 1, 2, 3, \dots$.

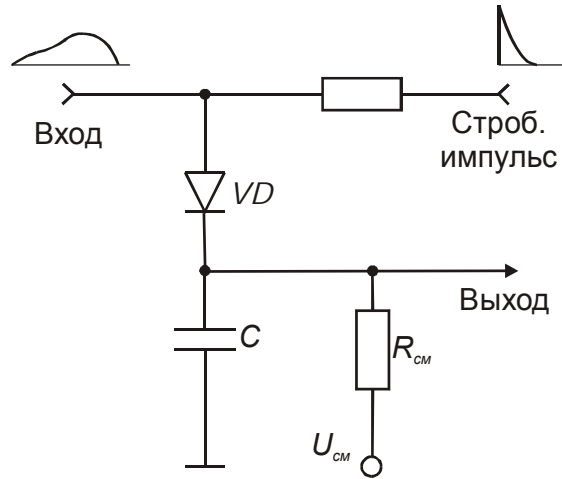


Рис. 6.10

Трансформированный период огибающей равен $nT/\Delta t$, где интервал Δt – шаг считывания; T – период сигнала. Число выборок $k = T/\Delta t$. Условие неискаженной передачи вытекает из теоремы Котельникова:

$$n_{\min} = 2T_c f_{гр},$$

где $f_{гр}$ – верхняя граничная частота спектра исследуемого процесса.

Современные стробоскопические осциллографы имеют полосу пропускания до 18 ГГц и более.

6. Техника осциллографических измерений

Основной метод – метод калиброванных шкал и разверток. Процесс измерения сводится к подсчету числа клеток по вертикали (амплитуда) и горизонтали (длительность).

Компенсационный метод – индикатор осциллографа является нуль-индикатором. При этом можно использовать самую чувствительную шкалу осциллографа, подавая на дифференциальный вход компенсирующий сигнал (обычно по амплитуде).

Погрешности осциллографических измерений: субъективные, индикатора, инструментальные (калибровки, нелинейности КВО, КГО), методические (дискретизации, аппроксимации).

Выбор осциллографа

Достоинства аналоговых осциллографов:

- мгновенное обновление экрана при отображении изменяющихся сигналов;
- привычные и понятные средства управления для используемых настроек (чувствительности, времени развертки, уровня запуска и т.д.);
- широкая полоса пропускания;
- низкая стоимость.

Недостатки аналоговых осциллографов:

- низкая точность, определяемая размерами экрана;
- мерцание экрана в зависимости от частоты сигнала и скорости развертки;
- отсутствие возможности отображения сигнала до момента запуска;
- ограниченные возможности оценки параметров сигналов.

Достоинства цифровых осциллографов:

- возможность записи изображения;
- высокая точность измерений;
- яркий, хорошо сфокусированный экран на любой скорости развертки;
- возможность отображения сигнала до запускающего момента;
- автоматические средства измерения параметров сигналов;
- возможность подключения к компьютеру, принтеру или плоттеру;
- возможности математической и статистической обработки сигнала;
- средства самодиагностики и самокалибровки.

Недостатки цифровых осциллографов:

- ограниченная возможностями АЦП полоса пропускания;
- более сложное управление;
- более высокая стоимость.

Приборы, которые измеряют переменные сигналы, имеют некоторую максимальную частоту, выше которой точность измерения ухудшается. Эта частота характеризует полосу пропускания прибора и обычно определяется как частота, на которой амплитуда сигнала уменьшается на 3 дБ.

Для цифрового осциллографа характерны две принципиально разные полосы пропускания: полоса для повторяющихся сигналов и полоса для однократных сигналов. Цифровые осциллографы, работая в режиме стробирования, имеют полосу пропускания для повторяющихся сигналов гораздо более высокую, чем может обеспечить их частота дискретизации. При этом полоса пропускания повторяющихся сигналов является характеристикой аналоговых усилителей осциллографа и не зависит от частоты дискретизации.

Полоса пропускания для непериодических (однократных) сигналов, которые оцифровываются за один такт, зависит от частоты дискретизации осциллографа. Соотношение между частотой дискретизации и полосой пропускания для однократных сигналов может изменяться. Если осциллограф имеет встроенные средства интерполяции, тогда это соотношение равно 4:1. В противном случае используется соотношение 10:1, когда на периоде будет не менее 10 точек дискретизации.

Полоса пропускания аналогового осциллографа должна быть, по крайней мере, в три раза больше по частоте по сравнению с основной частотой исследуемого сигнала. Чтобы провести точные измерения амплитуды, полоса пропускания осциллографа должна быть в десять раз больше, чем частота измеряемого сигнала.

Многие сигналы содержат частотные составляющие, которые во много раз превышают основную частоту сигнала. Например, прямоугольный сигнал содержит частотные составляющие, которые в десять раз больше по частоте по сравнению с основной частотой. Осциллографы с большей полосой пропускания предоставят более детальную информацию об этих высокочастотных составляющих.

Для измерений временных параметров справедливо следующее правило: чем больше соотношение длительности фронта сигнала (T_C) и фронта осциллографа (T_Φ), тем меньше ошибка измерения (см. таблицу). Чем больше полоса пропускания осциллографа (тем короче фронт), тем более точными будут результаты измерений.

Соотношение T_C к T_Φ	Вычисленная ошибка, %
1:1	41,4
3:1	5,4
5:1	2,0
10:1	0,5

На рис. 6.11 и 6.12 показан один и тот же прямоугольный сигнал (50 МГц), отображенный на экране осциллографа с различной полосой пропускания (на рис. 6.11 полоса пропускания – 50 МГц, на рис 6.12 – 150 МГц). Осциллограф с полосой пропускания 150 МГц воспроизводит сигнал со срезанными высокочастотными составляющими. Фронты сигналов кажутся более длинными, чем они есть на самом деле. Когда сигнал отображается осциллографом с полосой пропускания меньшей, чем основная частотная составляющая прямоугольной волны, результирующий сигнал становится еще более искаженным.

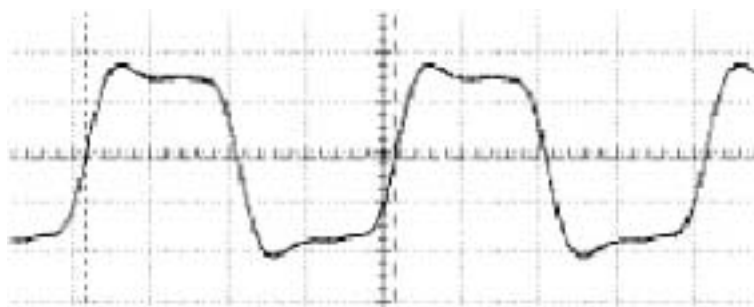


Рис. 6.11

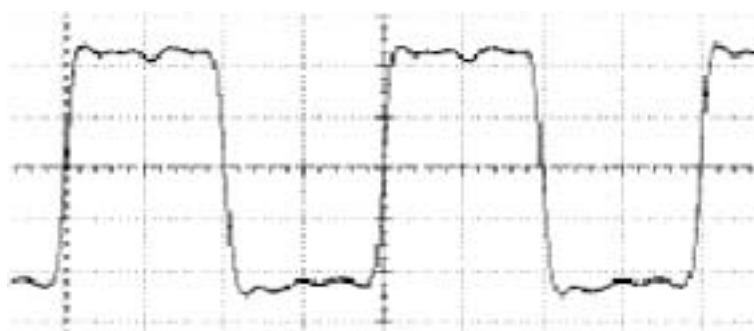


Рис. 6.12

Контрольные вопросы

1. Что такое осциллограф и что им можно измерить?
2. Назовите элементы конструкции ЭЛТ.
3. Почему чем ниже чувствительность, тем шире полоса пропускания и наоборот?
4. Почему отклоняющая система бегущей волны обеспечивает расширение полосы пропускания?
5. Как работают запоминающие трубки?
6. Назовите основные типы и особенности ЖКИ.
7. Какие узлы содержит структурная схема универсального осциллографа?

8. Какова структура погрешности в режиме измерения интервала времени?

9. Какова структура погрешности в режиме измерения уровня?

10. Поясните работу стробоскопического осциллографа.

11. Назовите достоинства и недостатки цифровых осциллографов.

12. С какой минимальной абсолютной и относительной погрешностью можно измерить сдвиг фазы $5N^\circ$ на частоте $10N$ кГц двухканальным осциллографом? Обоснуйте выбор времени развертки и цену деления по X (N – номер студента по списку группы).

13. Строб-импульсы формируются с шагом считывания $\Delta t = TN/360 = T/360/N$. Что будет на экране ЭЛТ при подаче на вход синусоиды, если число выборок $k=90$?

Лекция 7. АНАЛИЗ СПЕКТРА И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА

1. Общие сведения

Часто математическое описание даже простых по структуре детерминированных сигналов – трудная задача, поэтому в теории электрических цепей и радиоэлектронике используется прием, при котором реальные сигналы заменяют (аппроксимируют, представляют, декомпозируют) набором идеализированных математических моделей, описываемых простыми функциями. Это дает инструмент для анализа прохождения сигналов через радиотехнические цепи. В начале XIX в. физику и математику Ж. Фурье удалось доказать, что любую периодическую функцию можно представить в виде конечной или бесконечной суммы ряда гармонических колебаний с разными амплитудами, частотами и начальными фазами. В радиоэлектронике этой функцией может быть ток или напряжение в цепи.

Пример показан на рис. 7.1. Периодическая, внешне сложная по форме кривая напряжения $U(t)$ – это сумма двух синусоид равной амплитуды, но разных частот и начальных фаз: первой и второй гармоник.

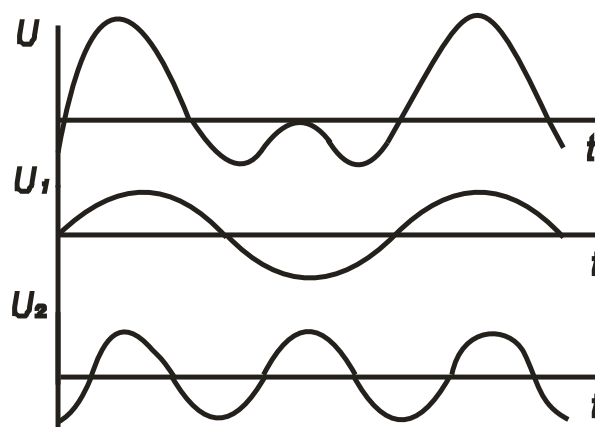


Рис. 7.1

Преобразования Фурье позволяют представить сложный процесс $U_x(t)$ множеством простейших компонентов – гармонических колебаний со своими амплитудами и начальными фазами.

Для периодического сигнала ряд Фурье имеет вид

$$U_x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \cos(2\pi f_k t + \varphi_k).$$

Для непериодических процессов совокупность амплитуд (плотностей амплитуд) и начальных фаз всех частотных компонентов процесса $U(t)$ называют спектральной функцией:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \exp(-i\omega t) dt.$$

Для процесса, наблюдаемого на конечном интервале времени, оценивают текущий спектр на момент T :

$$S_T(\omega) = \int_{-\infty}^T U(t) \exp(-i\omega t) dt.$$

На практике часто представляет интерес $|S_T(\omega)|^2$ – энергетический спектр, имеющий размерность мощности. Для его исследования промышленность выпускает специализированные приборы – анализаторы спектра (АС), которые можно разделить на следующие виды.

1. Аналоговые, использующие методы:

- фильтрации (последовательный или параллельный анализ);
- дисперсионные (или рециркуляционные).

2. Цифровые, использующие методы:

- сжатия временного масштаба;
- цифровой фильтрации и цифрового гетеродинирования;
- вычислительные на базе БПФ (быстрого преобразования Фурье).

Основные характеристики АС:

- чувствительность $10^{-7} \dots 10^{-14}$ Вт;
- рабочий диапазон частот и полоса обзора (до десятков гигагерц);
- разрешающая способность по f (от долей герц);
- время анализа и др.

2. Приборы с параллельной фильтрацией

При параллельном анализе спектра сигнала применяется набор узкополосных фильтров, настроенных на различные частоты (рис. 7.2 – 7.4).

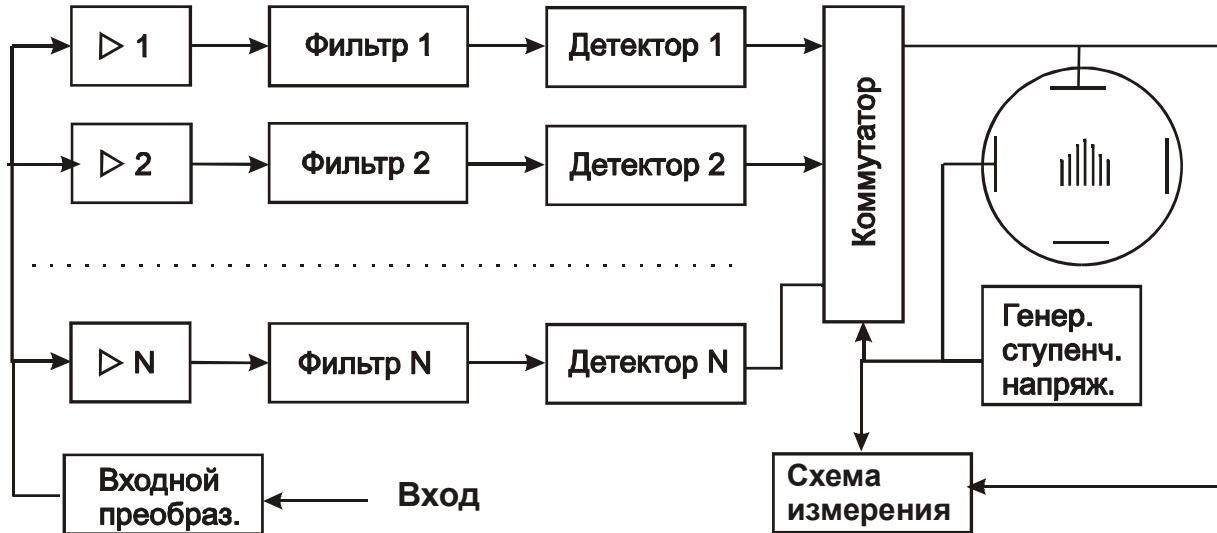


Рис. 7.2

Исследуемый сигнал подается одновременно на все каналы – последовательно включенные усилители и фильтры. Напряжения на выходах фильтров определяются составляющими спектра анализируемого процесса. После детектирования в детекторах все спектральные составляющие поступают в коммутатор и далее на регистрирующие устройства, например осциллографический панорамный индикатор.

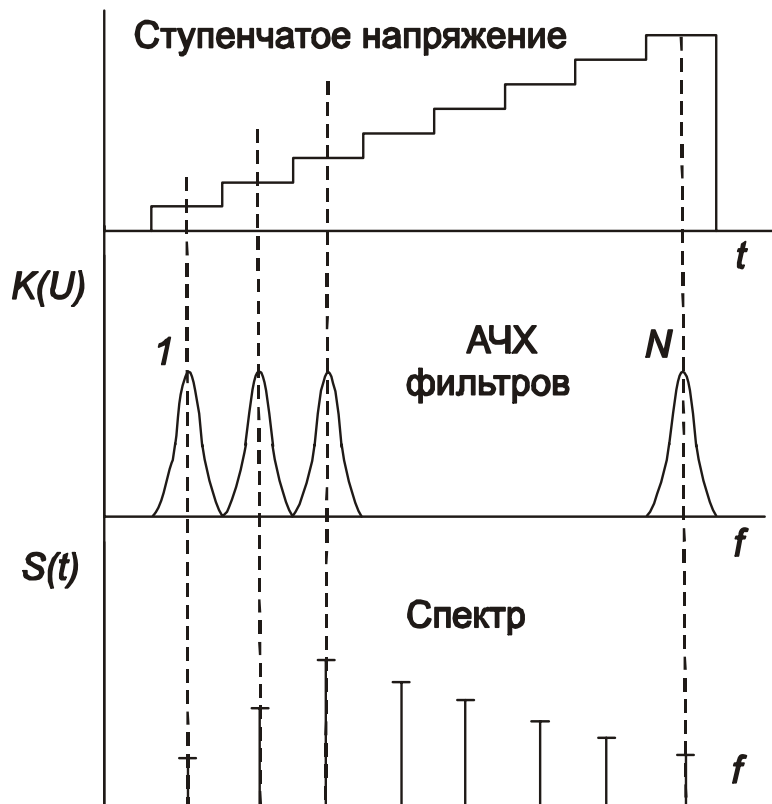


Рис. 7.3

Погрешность параллельного анализа определяют следующие факторы: конечность времени установления колебаний на выходе фильтра, точность настройки полосы пропускания фильтра на спектральную составляющую, отличия характеристик фильтров, настроенных на разные частоты и др.

Анализаторы такого типа применяют в основном для анализа спектров одиночных импульсных сигналов. Для выделения N спектральных составляющих в диапазоне частот необходимо не менее N фильтров.

Полоса пропускания фильтров определяет статическую разрешающую способность анализатора. Разрешающая способность анализатора – это его способность различать гармонические составляющие спектра с близкими частотами. Чем уже полоса пропускания фильтра, тем выше разрешающая способность. При широкой полосе пропускания несколько гармонических составляющих не будут разделяться. Если время анализа сигнала мало, то имеет место динамическая разрешающая способность. Скорость анализа резко снижается при сужении полосы пропускания фильтра.

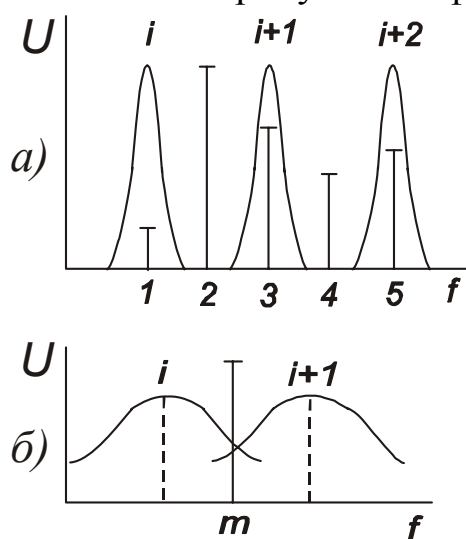


Рис. 7.4

Анализ может осуществляться с помощью фильтров с неперекрывающимися (см. рис. 7.4, а) или перекрывающимися (см. рис. 7.4, б) частотными характеристиками. В первом случае возможна потеря информации о составляющих, лежащих вне полос пропускания фильтров (составляющие спектра 2 и 4). Во втором случае возможна регистрация одной составляющей (m) двумя соседними фильтрами (i и $i+1$) с ошибочным выводом о наличии обеих компонент.

К достоинствам анализаторов параллельного действия относят малое время анализа и возможность регистрировать спектры одиночных импульсов. Однако из-за сложности системы фильтров такие анализаторы не получили широкого распространения. Их применение целесообразно тогда, когда положение спектральных линий известно заранее, но неизвестны их амплитуды. Это задачи испытаний оборуду-

дования на регламентированных частотах (1000 Гц в звуковом диапазоне, фиксированные значения ПЧ приемников сигналов и др.).

Таким образом, метод сложный, требует много фильтров, имеет узкое применение для анализа известных спектров.

3. Приборы с последовательной фильтрацией

Для исследования спектров периодических сигналов чаще используют последовательный анализ. Приборы последовательной фильтрации – наиболее распространенный класс АС. В основе работы лежит перенос спектра на ПЧ и последовательная фильтрация (выделение) отдельных линий с помощью УПЧ, полоса которого очень узкая.

На рис. 7.5 показана упрощенная структурная схема анализатора последовательного типа с двукратным преобразованием частоты, а на рис. 7.6 – диаграммы, поясняющие принцип его действия. Двойное преобразование применяют для улучшения характеристик АС.

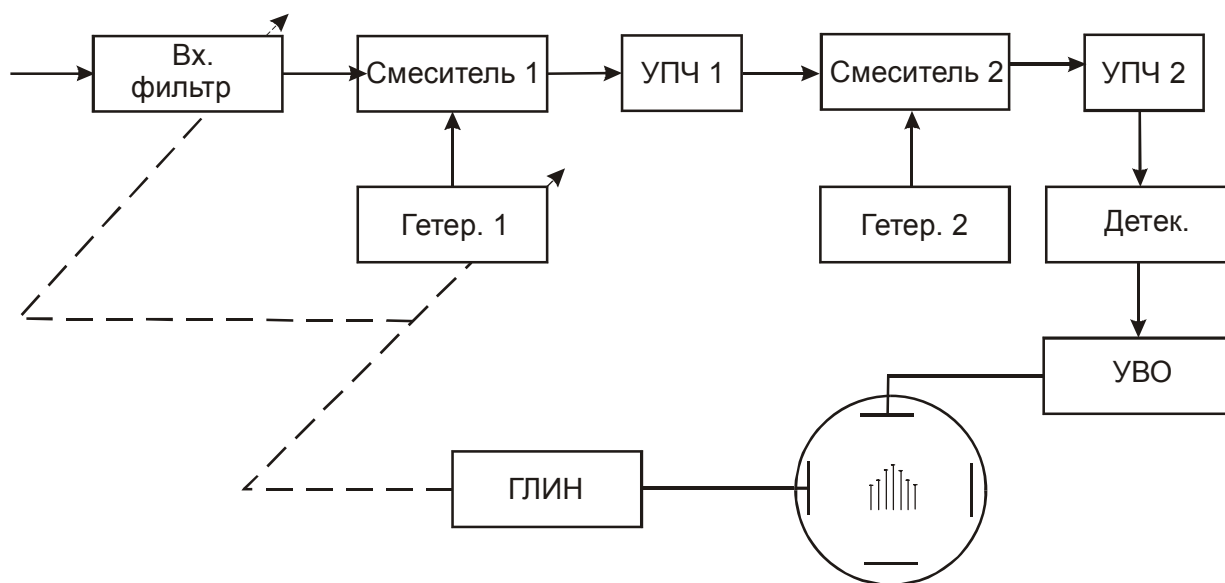


Рис. 7.5

Анализатор спектра последовательного типа представляет собой супергетеродинный приемник, который состоит из входного устройства (входной фильтр), смесителя, широкополосного перестраиваемого гетеродина 1 (генератора качающейся частоты – ГКЧ), широкополосного усилителя ПЧ (УПЧ 1), второго смесителя, второго гетеродина, узкополосного усилителя промежуточной частоты (УПЧ 2), квадратичного детектора, выходного усилителя вертикального отклонения

и индикаторного устройства (обычно осциллографического). Управление входным устройством, гетеродином 1 и разверткой осуществляет генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН).

Супергетеродинный приемник служит для последовательного во времени выделения анализируемых гармонических составляющих спектра входного сигнала. Настройку этого приемника на разные частоты производят с помощью сигнала, поступающего с выхода генератора качающейся частоты, который, в свою очередь, запускается от генератора развертки.

Индикаторное устройство АС предназначено для наблюдения спектра исследуемого процесса и, по существу, работает как осциллограф. Оно содержит ЭЛТ с устройствами управления лучом, усилители вертикального и горизонтального отклонения, генератор развертки.

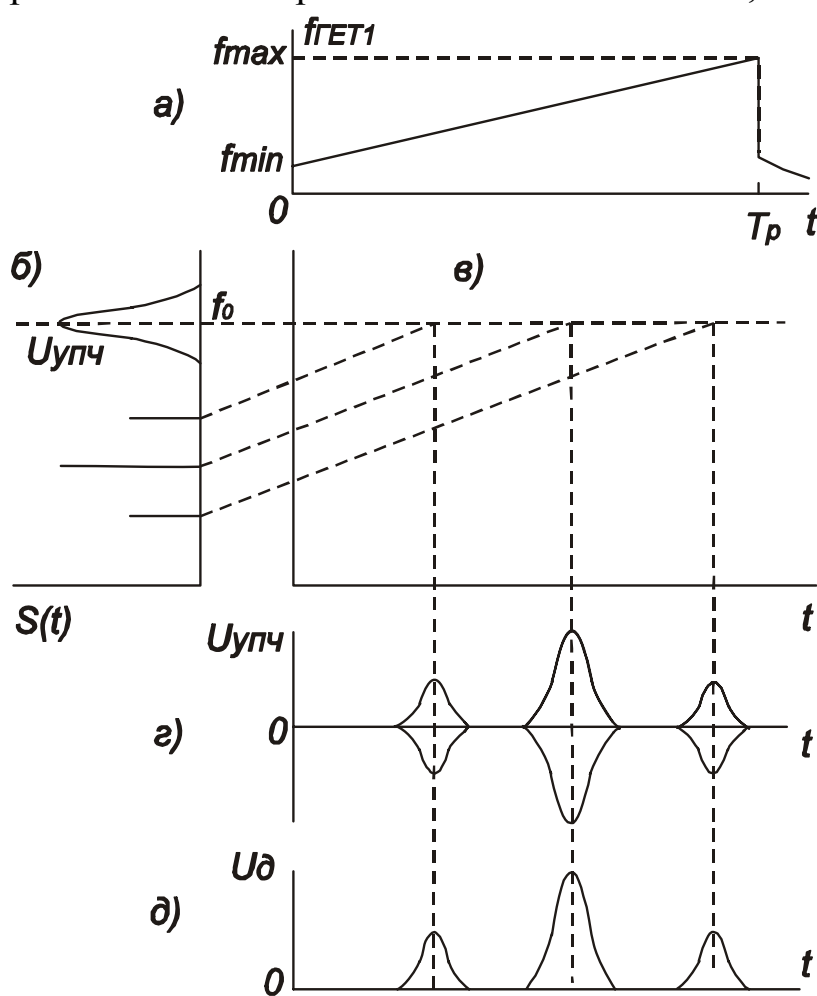


Рис. 7.6

Рассмотрим процессы, протекающие в анализаторе спектра. Входной сигнал $u(t)$ подается на смеситель через входное устройство. На второй вход смесителя подается сигнал от генератора качающейся частоты.

На рис. 7.6 приведены диаграммы напряжений в анализаторе спектра последовательного типа при одночастотном гетеродинировании с помощью ГКЧ: *а* – изменение частоты ГКЧ; *б* – исследуемый спектр и АЧХ УПЧ; *в* – линейное изменение частоты во времени; *г* – сигнал на выходе УПЧ; *д* – сигнал на выходе детектора.

мый спектр и АЧХ УПЧ; *в* – линейное изменение частоты во времени; *г* – сигнал на выходе УПЧ; *д* – сигнал на выходе детектора.

На рис. 7.6, а, б показано изменение во времени частоты ГКЧ от минимума до максимума в соответствии с изменением напряжения генератора развертки, а также форма амплитудно-частотной характеристики УПЧ и диаграмма спектра исследуемого сигнала, который содержит три гармонические составляющие амплитудно-модулированного колебания.

В результате воздействия на смеситель исследуемого сигнала и напряжения ГКЧ составляющие спектра переносятся в диапазон промежуточных частот УПЧ. Форма спектра сигнала при этом сохраняется. С линейным изменением частоты ГКЧ составляющие преобразованного спектра также линейно изменяются во времени и последовательно попадают в полосу пропускания УПЧ (см. рис. 7.6, в). Напряжение на выходе УПЧ имеет вид радиоимпульсов (см. рис. 7.6, г), амплитуды которых при постоянном напряжении ГКЧ пропорциональны амплитудам составляющих спектра.

С выхода УПЧ радиоимпульсы подаются на амплитудный детектор. На выходе детектора возникают видеоимпульсы (см. рис. 7.6, д), поступающие через усилитель на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. На горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ подается пилообразное напряжение генератора развертки (ГЛИН), в результате чего на экране появляются видеоимпульсы, изображающие спектр исследуемого сигнала.

Диаграммы построены при условии, что разность частот соседних составляющих спектра много больше полосы пропускания УПЧ. На практике допускается некоторое перекрытие изображений гармоник сигналов (рис. 7.7).

Параметры спектра измеряют вспомогательными устройствами. Положение на оси частот отдельных спектральных составляющих и характерных участков спектра определяют частотными метками.

Ось частот обычно градуируется с помощью сетки частотных меток с известным шагом или с помощью передвижного маркера частоты. Метки вырабатываются из «нулевых биений» на частотах генератора гармоник. Амплитуда спектральных линий может оцениваться в относительном масштабе или по абсолютной шкале.

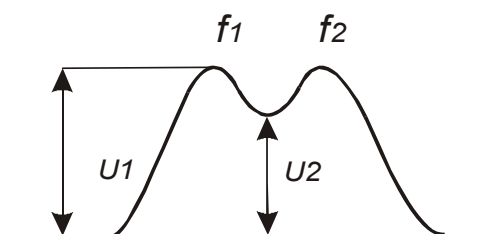


Рис. 7.7

Динамическая разрешающая способность анализатора спектра зависит от скорости изменения (перестройки) частоты ГЧЧ. При увеличении скорости перестройки напряжение на выходе УПЧ не успевает отслеживать напряжение на входе, так как энергия, запасенная в избирательной системе, не может измениться мгновенно. Это явление имеет место в том случае, когда длительность переходного процесса в УПЧ соизмерима со временем изменения частоты колебаний в пределах его полосы пропускания. Динамические искажения изображения спектра ограничивают допустимую скорость изменения частоты ГЧЧ.

Необходимо, чтобы ширина спектра была меньше, чем $f_{нч}$, а $\Delta f_{унч}$ – меньше расстояния между линиями спектра. Для повышения разрешающей способности используют АС последовательной фильтрации с двойным преобразованием частоты.

4. Приборы на дисперсионных линиях задержки

В дисперсионных линиях задержки (ДЛЗ) время задержки зависит от частоты. При линейной зависимости задержки от частоты спектральные составляющие импульсного сигнала будут задержаны на разное время. При линейной аномальной дисперсии высшие гармоники придут на выход ДЛЗ раньше, а низшие – позже. В результате огибающая выходного напряжения ДЛЗ будет соответствовать форме спектральной функции сигнала

$$U(t) \sim S(\omega).$$

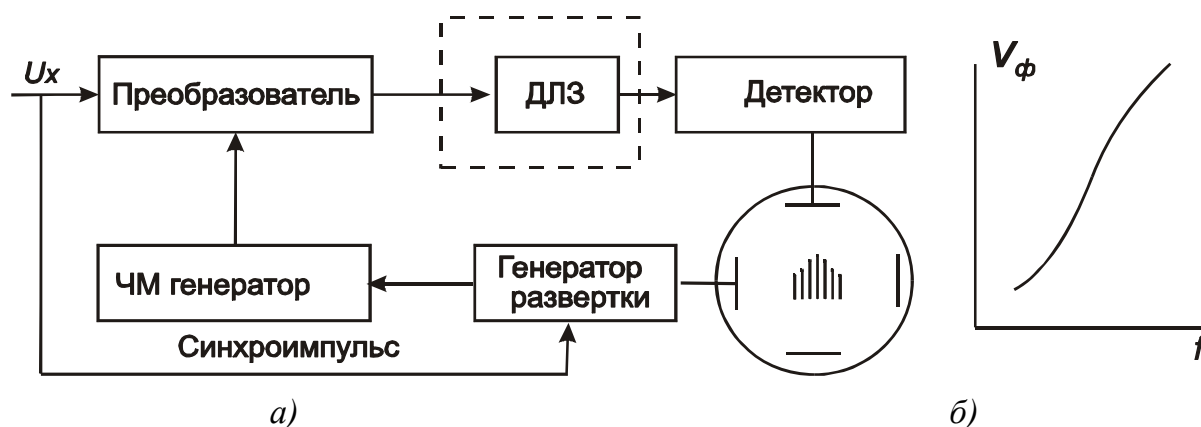


Рис. 7.8

На рис. 7.8 представлена схема АС и дисперсионная характеристика. Здесь ЧМ-генератор, запускаемый синхронно с импульсом $U_x(t)$, линейно изменяет свою частоту (ЛЧМ), что расширяет возможности

преобразования. АС на ДЛЗ по быстродействию близки к АС параллельной фильтрации, но из-за недостаточной полосы пропускания ДЛЗ применяются ограниченно. Главное их достоинство – возможность анализа спектров одиночных радиоимпульсов и радиоимпульсов с большой скважностью.

5. Приборы со сжатием временного масштаба

Для последовательного анализа спектра шириной ΔF_C аналоговым АС с полосой пропускания избирательного фильтра (УПЧ) Δf_ϕ требуется время $T_{\text{ПОСЛ}} \sim \Delta F_C / (\Delta f_\phi)^2$. Тогда при $\Delta f_\phi \ll \Delta F_C$ время $T_{\text{ПОСЛ}}$ становится очень большим. Кроме того, для низкочастотных спектров изготовление фильтра с узкой Δf_ϕ сложно технически. Оба недостатка устраняются, если расширить полосу ΔF_C в n раз: $\Delta F'_C = n\Delta F_C$. При этом аналогично увеличив $\Delta f'_\phi = n\Delta f_\phi$, можно уменьшить $T_{\text{ПОСЛ}}$ в n раз.

Подобная трансформация масштаба времени может быть реализована в цифровых АС (рис. 7.9) с помощью запоминающих устройств (ЗУ).

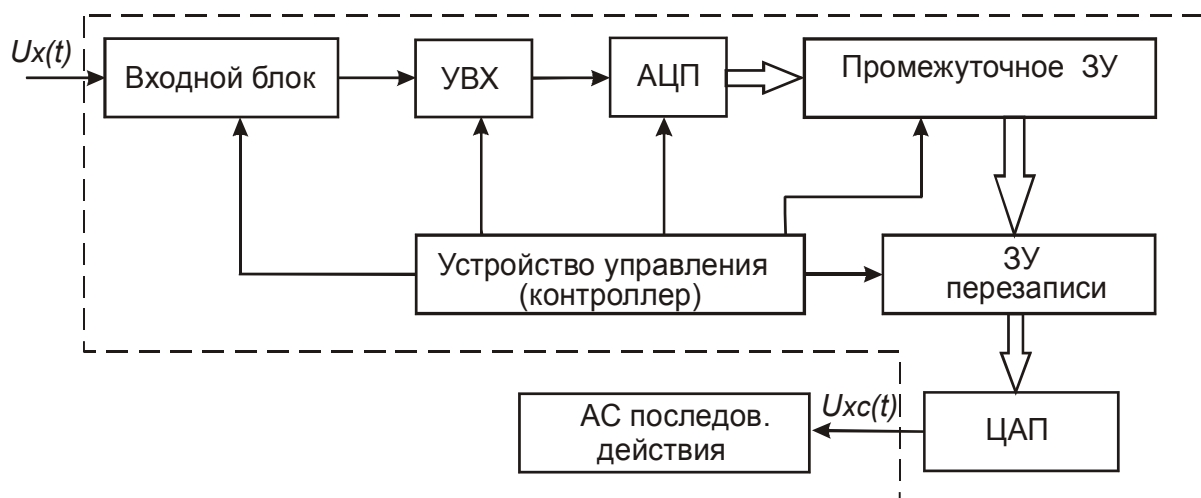


Рис. 7.9

Запись в цифровой блок памяти идет в темпе поступления сигнала, а считывание – с предельной скоростью по быстродействию. При этом могут исследоваться как периодические, так и непериодические процессы. Может осуществляться анализ случайных процессов. Коэффициент сжатия достигает десятков тысяч.

Устройство выборки и хранения (УВХ) совместно с АЦП осуществляет оцифровку исследуемого сигнала с частотой $F_o \approx 3F_\phi$, где

F_g – верхняя частота установленного поддиапазона. Промежуточное ЗУ по мере окончания медленного запоминания выборки передает информацию в ЗУ перезаписи. Пока промежуточное ЗУ обновляется, идет процесс быстрого считывания и преобразование в $U_{xc}(t)$. Далее осуществляется анализ спектра сжатой копии обычным способом. Наличие МПС позволяет использовать в качестве гетеродина синтезатор частот (цифровое гетеродинирование), что упрощает отсчет частоты (частота гетеродина в каждый момент известна).

6. Вычислительные приборы

Развитие вычислительной техники позволило создать новый класс АС, в которых используется дискретное преобразование Фурье (ДПФ) массива данных из N выборок:

$$S(\omega) \approx \Delta t \sum_{s=0}^{N-1} a_s U_s \exp(-j\omega s),$$

где a_s – значение весовой функции, U_s – значение функции в точке выборки.

Специальный алгоритм БПФ позволяет существенно ускорить анализ. Структурная схема, приведенная на рис. 7.10, содержит два канала, в каждом из которых имеется АЦП.

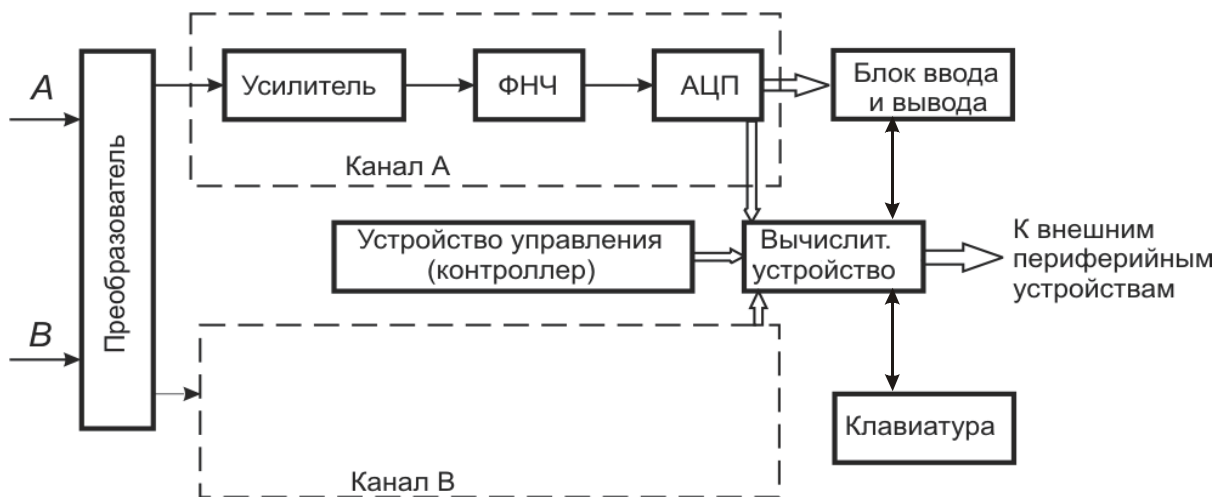


Рис. 7.10

В настоящее время созданы панорамные АС, перекрывающие диапазон частот от 10 Гц до 39,6 ГГц. Возможности приборов очень высокие:

- измерение частот, амплитуд, отношения амплитуд спектральных составляющих;

- панорамная индикация спектра с запоминанием;
- измерение нелинейных искажений сигнала;
- измерение и наблюдение АЧХ в динамическом диапазоне до 120...140 дБ.

С помощью АС можно оценивать и измерять: стабильность частоты, чистоту спектральной линии; устойчивость к внешним факторам; параметры модуляции, ширину спектра частот; уровень паразитных составляющих; динамический диапазон; частотные характеристики; потери и нелинейность преобразования, развязку; подавление спектральных составляющих; искажения сигналов и др.

7. Измерители нелинейных искажений (ИНИ)

Искажения сигнала определяют по коэффициенту нелинейных искажений (КНИ), который также называют коэффициентом гармоник, или коэффициентом несинусоидальности. КНИ показывает вес высших гармонических составляющих в спектре сигнала по отношению к первой гармонике (СКЗ) в относительном масштабе или в процентах:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} 100 \text{ \%}.$$

Иногда оценивают КНИ n -го порядка: $K_n = U_n/U_1$.

Методы измерения КНИ следующие:

- 1) спектральные – на базе селективных приборов (АС, селективных вольтметров, измерительных приёмников);
- 2) квазиспектральные – на базе подавления первой гармоники (режекции).

Спектральный метод достаточно сложно реализуется аппаратно, поэтому на практике более широкое распространение получил квазиспектральный метод, который отличается от спектрального тем, что в выражении для K_{Γ} стоит другой знаменатель:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_{\Sigma}} 100 \text{ \%},$$

где $U_{\Sigma} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}$.

Заметные отличия по этим методам проявляются лишь при $K_{\Gamma} > 10 \text{ \%}$. Поскольку КНИ измеряется при испытаниях высококачественной аппаратуры звуковых частот, у которой допускаемые значе-

ния не превосходят десятых и сотых долей процента, то использование квазиспектрального метода оправдано.

Типовая схема режекторного ИНИ приведена на рис. 7.11. Входной сигнал $U(t)$, имеющий высшие гармоники, через входной блок (делитель) соединен с усилителем сигнала. В режиме калибровки сигнал, минуя фильтр, проходит на вольтметр среднеквадратического значения. Показания индикатора устанавливаются на «100» (точка 100 %), при этом весь сигнал проходит на вольтметр СКЗ.

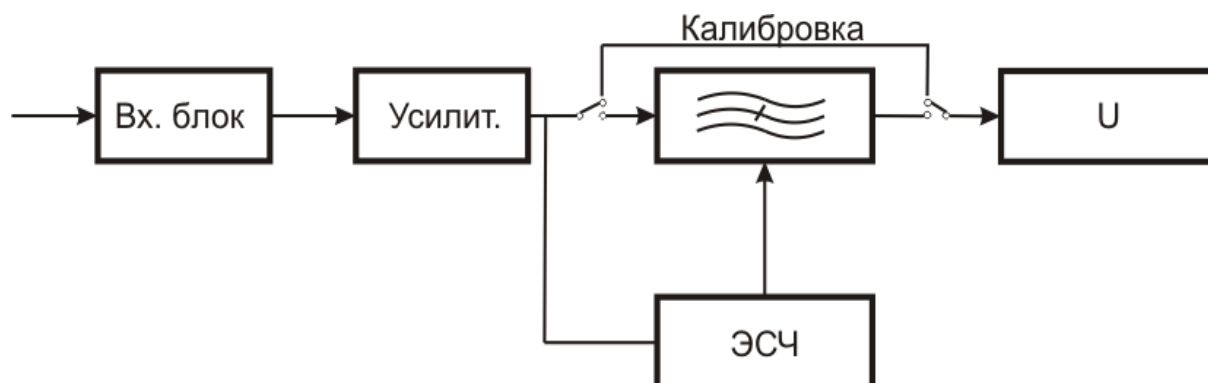


Рис. 7.11

В режиме измерения КНИ включается режекторный фильтр, вырезающий первую гармонику. Для этого частота первой гармоники измеряется с помощью встроенного ЭСЧ, и в соответствии с результатами измерения осуществляется настройка фильтра. На выходе

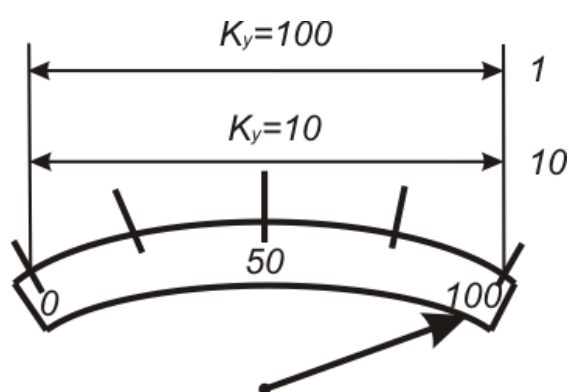


Рис. 7.12

фильтра вольтметр измеряет СКЗ суммы всех гармоник без первой, определяя их вес по отношению к полному сигналу, который при калибровке был принят за 100 %.

Если в 10 раз увеличить коэффициент передачи входного блока и усилителя, то в 10 раз повысится и чувствительность прибора (рис. 7.12) со шкалой измерения 10 %.

Если увеличить коэффициент передачи входного блока и усилителя в 100 и 1000 раз, то соответственно получим шкалы 1 % и 0,1 %.

Шкала прибора градуируется в процентах или децибелах. Образцовые ИНИ имеют погрешность 0,01...0,05 %.

Контрольные вопросы

1. Для чего используется спектральное представление сигналов?
2. Какие методы спектрального анализа используются в АС?
3. Поясните работу АС с параллельной фильтрацией.
4. Какова структура погрешности параллельного АС по оси частот и оси амплитуд?
5. Каковы требования к фильтрам параллельного АС?
6. Поясните работу АС с последовательной фильтрацией.
7. Поясните работу АС на дисперсионных линиях задержки.
8. Какова структура погрешности последовательного АС по оси частот и оси амплитуд?
9. Когда в цифровых АС применяется сжатие временного масштаба?
10. Поясните работу вычислительных АС.
11. Назовите области применения АС.
12. Что такое нелинейные искажения, как и чем их оценивают?
13. Поясните работу ИНИ.
14. Какова структура погрешности (с классификацией) ИНИ?
15. На какой шкале и с какой погрешностью можно измерить $K_T = (0,05 + 0,01N) \%$, если класс точности прибора 0,01 (N – номер студента по списку группы)?

Лекция 8. ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

1. Методы исследования АЧХ

В процессе испытаний радиоэлектронной аппаратуры часто возникают задачи измерения амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) высокочастотных и звуковых каналов. Комплексная АЧХ представляет собой отклик линейной цепи на специальный тестовый сигнал, в качестве которого можно использовать единичный импульс, единичный скачок, шумовой сигнал, а также гармонические колебания с переменной частотой. Близость АЧХ заданным требованиям оценивается с помощью параметров и функционалов. В строгом математическом смысле параметры – это постоянные величины, входящие в аналитическую запись характеристики. В реальной практике чаще встречаются задачи измерения функционалов как интегральных оценок АЧХ.

Наиболее распространенным при исследовании АЧХ как «обобщенного импульса» является метод выбранных точек и условных сечений. Положение может оцениваться по максимуму характеристики, по точкам наибольшей крутизны, по граничным частотам полосы пропускания, по точке симметрии. Протяженность определяется по условному сечению на требуемом уровне или условным границам, в пределах которых «площадь» (или «энергия») «обобщенного импульса» составляет заданную часть полной «площади».

В практических задачах при исследовании избирательных цепей используют следующие частотные функционалы положения и протяженности АЧХ: нижнюю (F_H) и верхнюю (F_B) граничные частоты полосы пропускания, среднюю частоту полосы пропускания (F_{CP}) и полосу пропускания (ΔF). В соответствии с их определениями уравнения измерения могут быть представлены в следующем виде:

$$F_H \equiv \min_{f \in F} \arg \min |K(f) - K_{зад}|; \quad F_B \equiv \max_{f \in F} \arg \min |K(f) - K_{зад}|;$$

$$\Delta F \equiv F_B - F_H; \quad F_{CP} \equiv (F_B + F_H)/2,$$

где $K(f)$ – АЧХ; F – область значений частоты; $K_{зад}$ – заданный уровень измерения.

Дополнительно необходимо измерять амплитудные параметры и функционалы АЧХ, в том числе коэффициенты передачи на заданных частотах $K(F_i)$, экстремумы и неравномерность АЧХ в заданной полосе частот $f_H \dots f_B$:

$$K_{\min}(f_H; f_B) \equiv \min_{f_H \leq f \leq f_B} K(f); \quad K_{\max}(f_H; f_B) \equiv \max_{f_H \leq f \leq f_B} K(f);$$

$$\Delta K(f_H, f_B) \equiv \max_{f_H \leq f \leq f_B} K(f) - \min_{f_H \leq f \leq f_B} K(f).$$

Известны два основных метода оценки АЧХ: во временной области по огибающей выходного сигнала с медленной ЛЧМ; в частотной области по огибающей спектра широкополосного сигнала. Основываясь на формальной тождественности определений АЧХ линейной цепи и амплитудно-частотного спектра импульса, можно построить структурную схему исследования статической АЧХ, представленную на рис. 8.1, а. Схема измерения динамической характеристики, построенная в соответствии с определением АЧХ как модуля коэффициента передачи, изображена на рис. 8.1, б.

В качестве генератора спектра используют генераторы шума (ГШ) и генераторы линейчатого спектра (ГЛС). В серийных приборах в качестве источника сигнала обычно используют ГКЧ или специализированный генератор пилообразно-ступенчатого изменения частоты.

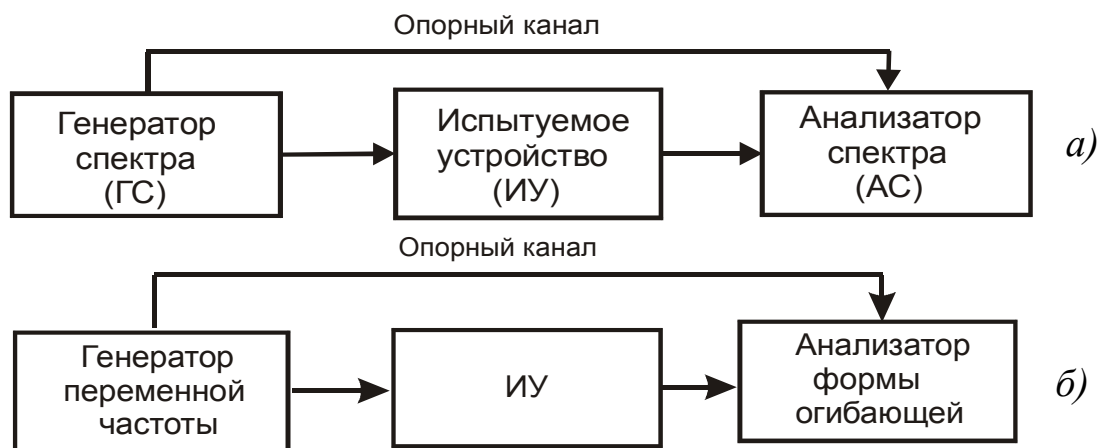


Рис. 8.1

В процессе измерений с помощью автономного ГКЧ весьма непростая задача – определение текущего значения частоты в заданной точке АЧХ. Прямые методы измерения с помощью ЭСЧ можно использовать лишь в ограниченной области частот. При этом измерение частоты осуществляют либо с остановкой качания, либо путем соответствующего выбора интервала счета. Задачи автоматизации измерений АЧХ для узкополосных и широкополосных ИУ различаются требованиями к параметрам испытательного сигнала, структуре исследуемых характеристик и динамическому диапазону измерений. Объединение ПК с устройством аналогового ввода-вывода, например встроенной платой ЦАП-АЦП, позволяет решать задачи анализа АЧХ.

Метод управляемого синтеза испытательного сигнала

Приведенные на рис. 8.1 схемы исследования АЧХ могут быть реализованы на уровне виртуальных приборов: программируемого источника тестового сигнала (ИТС) и вычислительного анализатора (ВА) АЧХ. В качестве ИТС можно использовать быстродействующие цифроаналоговые преобразователи, реализующие в режиме реального времени непрерывный управляемый синтез испытательного сигнала с заданными спектральными характеристиками. При этом можно создать любой генератор (ГШ, ГЛС, ГКЧ), параметры которого ограничиваются только вычислительными ресурсами ПК и аппаратными возможностями ЦАП.

В качестве ВА могут использоваться специализированные компьютерные платы аналогового ввода, например высокоскоростные многоканальные аналого-цифровые преобразователи. При этом расширить диапазон рабочих частот можно путем переноса частоты или трансформации линейчатого спектра с помощью стробоскопического преобразователя с последующим его исследованием низкочастотным ВА. Современные программные средства анализа сигналов во временной и частотной областях позволяют на алгоритмическом уровне получить всю необходимую информацию о форме АЧХ. Схема компьютерного ИАЧХ приведена на рис. 8.2.

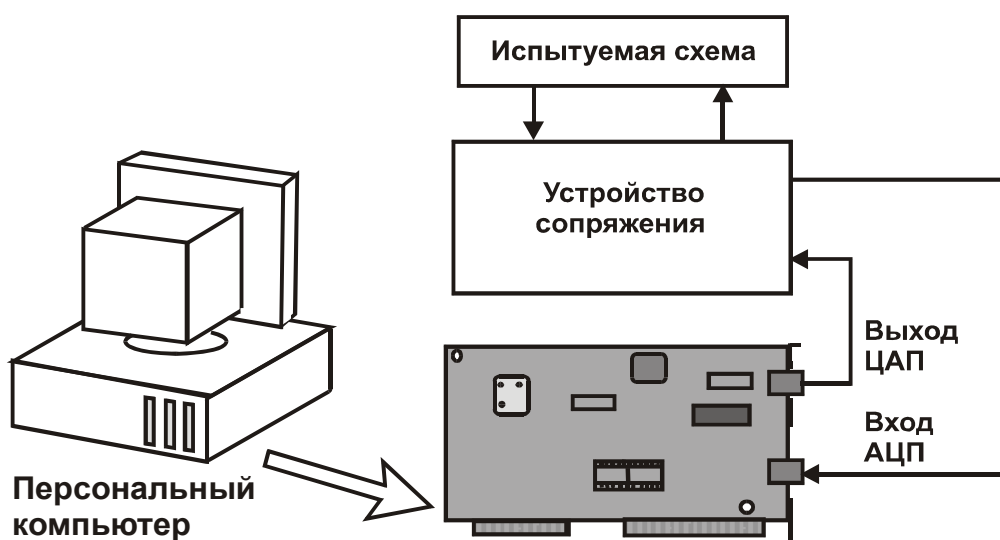


Рис. 8.2

Метод адаптации полосы качания испытательного сигнала

При исследовании узкополосных схем можно автоматически устанавливать среднюю частоту ГКЧ ($f_{0ГКЧ}$) равной средней частоте АЧХ испытуемого устройства, а девиацию (F_d) – пропорциональной ширине полосы пропускания на заданном уровне АЧХ. Адаптация полосы качания испытательного сигнала в пределах исследуемого участка на заданном уровне АЧХ позволяет решать следующие задачи автоматизации измерений узкополосных схем:

- поиск исследуемой АЧХ в диапазоне рабочих частот, в котором по априорной информации находится характеристика ИУ;
- установка и стабилизация необходимой средней частоты и девиации испытательного сигнала;

– измерение и индикация в цифровой форме параметров и функционалов АЧХ узкополосных схем.

Принцип работы системы управления при реализации гармонической частотной модуляции (ГЧМ) с установкой девиации, равной половине величины полосы пропускания ИУ, поясняет временная диаграмма на рис. 8.3. В начальный момент качание осуществляется во всем рабочем диапазоне частот. Это режим поиска АЧХ и адаптации параметров испытательного сигнала. Механизм адаптации реализуется с помощью ПК, который анализирует массив данных, получаемых АЦП. Находится максимальное значение огибающей, и оцениваются частоты точек, расположенных на заданном уровне АЧХ, например на уровне -3 дБ. Поскольку сигнал формируется методом управляемого синтеза, то проблемы привязки к оси частот нет. Вычислительным методом с помощью компьютерной обработки данных оценивается положение средней и граничных частот полосы пропускания. Для более точного определения максимума и положения границ пересечения параметры сигнала изменяются. Чтобы «не потерять» АЧХ ИУ, управление девиацией более инерционное, чем управление средней частотой. В установившемся режиме можно работать в узкой полосе, когда $f_{0ГКЧ} = F_{CP}$, а $F_D = \Delta F / 2$.

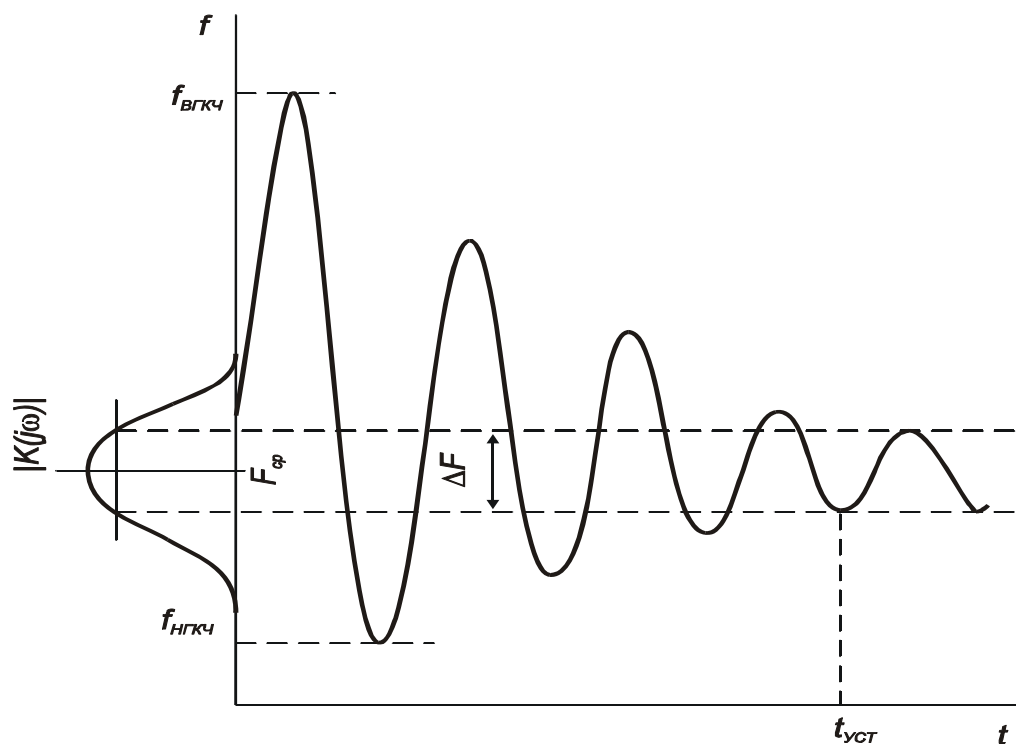


Рис. 8.3

В процессе регулировки ИУ параметры сигнала изменяются в соответствии с изменением F_{CP} и ΔF . В результате осуществляется стабилизация средней частоты ГКЧ по средней частоте ИУ. На панорамном индикаторе можно представлять анализируемую часть АЧХ за весь период качания. При этом можно наблюдать динамические искажения АЧХ ИУ по отличиям при изменении частоты снизу вверх и наоборот. Скорость изменения частоты испытательного сигнала максимальна в центре АЧХ, т. е. в интервале пологого участка, и равна нулю в граничных частотных точках полосы пропускания, где крутизна АЧХ, как правило, максимальна. Это способствует уменьшению динамических искажений и, следовательно, повышению точности измерения АЧХ ИУ.

Главное преимущество компьютерного синтеза сигнала качающейся частоты или пилообразно-ступенчатого сигнала с помощью ЦАП – наличие информации о частоте сигнала в любой момент времени. При этом нет необходимости измерения частоты испытательного сигнала в точках отсчета. Требуется лишь синхронизация обработки выходного сигнала в соответствии с известными параметрами испытательного сигнала. Кроме того, ЦАП позволяет реализовать на программном уровне рассмотренный выше алгоритм адаптации полосы качания в пределах рабочего участка АЧХ, что облегчает поиск и регулировку испытуемого канала.

2. Структурная схема панорамного ИАЧХ

Структурная схема панорамного ИАЧХ приведена на рис. 8.4. На вход исследуемого четырехполюсника подводится сигнал постоянной амплитуды с выхода ГКЧ. Индикация уровня входного и выходного сигналов осуществляется путем их подачи на опорный и измерительный каналы, соединенные с осциллографическим индикатором.

Блок модулирующего напряжения (БМН) управляет одновременно частотой генераторного блока (БГ) и отклонением луча ЭЛТ по горизонтали. Отклонение луча по вертикали осуществляется путем воздействия напряжения выхода исследуемого четырехполюсника на вход измерительного канала.

БМН обеспечивает модуляцию в линейном и логарифмическом режимах. Он также вырабатывает импульс запирающего ГКЧ во время обратного хода развертки, формирует пилообразное напряжение развертки, импульс запуска внешнего частотомера, ступеньку на ступенчато-пилообразном напряжении и синхроимпульс.

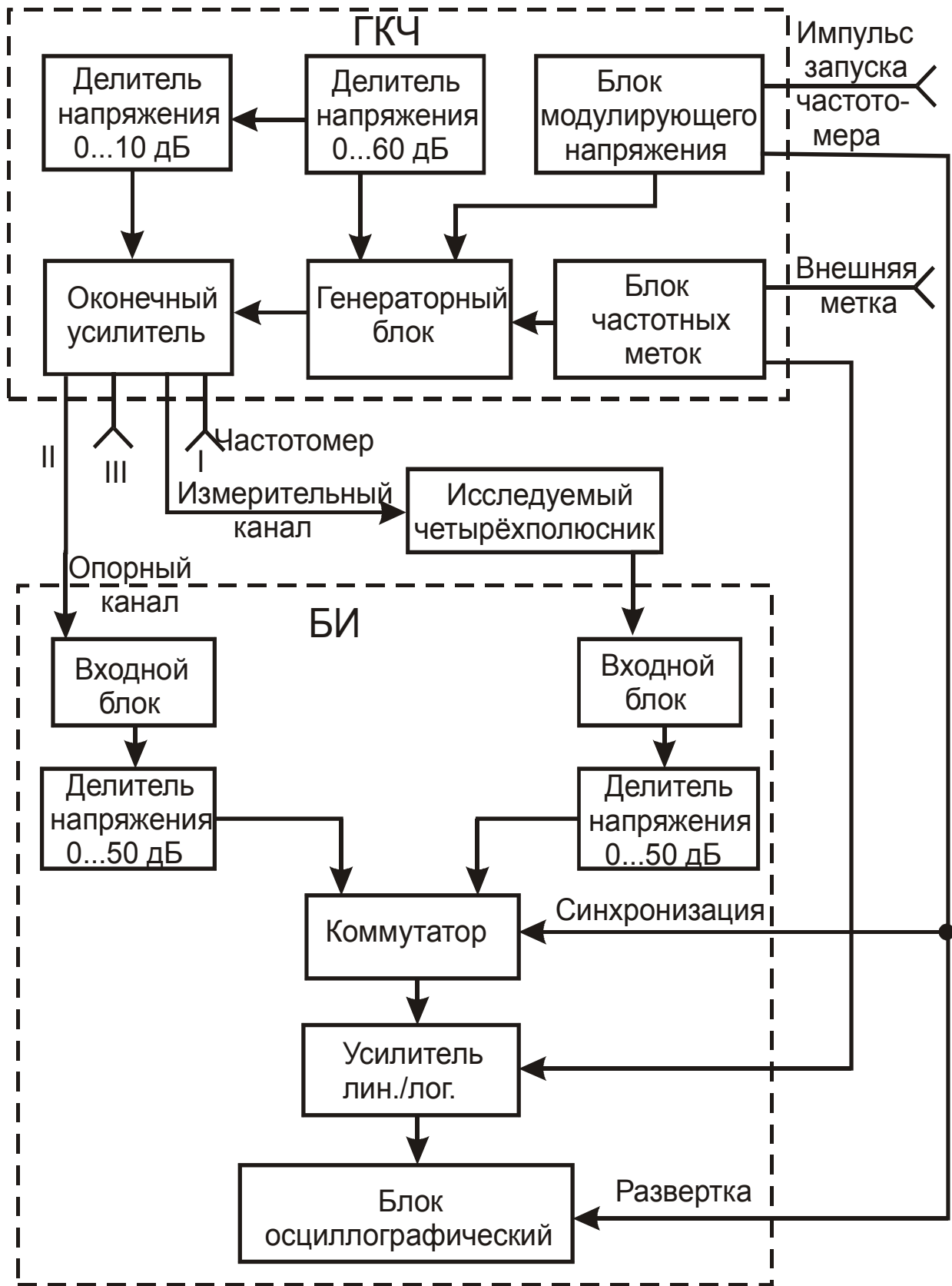


Рис. 8.4

Блок частотных меток обеспечивает формирование кварцованных частотных меток, а также частотной метки от внешнего генератора. Число рабочих гармоник может превышать 1000. Частота первой гармоники для удобства отсчета выбирается равной 10^n Гц (1 кГц, 10 кГц, 100 кГц, 1 МГц и т. д.), где n – целое число. Делители напряжения 60 и 10 дБ обеспечивают деление сигнала ступенями через 10 и 1 дБ соответственно.

Индикаторный блок (БИ) предназначен для усиления, детектирования и индикации сигналов, полученных с выходов исследуемых четырехполюсников, на экране ЭЛТ. Индикаторный блок состоит из входных блоков, делителей напряжения, коммутатора, усилителя и осциллографического блока.

Для модуляции сигнала ГКЧ и горизонтальной развертки луча используется напряжение, формируемое генератором развертки, поэтому горизонтальное отклонение луча пропорционально частоте. Средняя частота ГКЧ может перестраиваться и устанавливаться в пределах полосы пропускания исследуемого устройства. Девиация частоты ГКЧ стабилизируется в соответствии с заданной полосой обзора так, чтобы наилучшим образом исследовать интересующий участок АЧХ.

Для градуировки вертикальной оси («Y») экрана используется калиброванный делитель, или аттенюатор. При работе в двухканальном режиме одновременно можно наблюдать изображение АЧХ и калибровочной линии или огибающей выходного сигнала ГКЧ.

3. Исследование АЧХ радиоустройств

Исследуемые согласованные четырехполюсники (КСВН входа и выхода менее 1,3) по амплитудным параметрам можно разделить на два класса: пассивные с ослаблением и активные с усилением сигнала ГКЧ.

При исследовании четырехполюсников отсчет относительной амплитуды в требуемой точке АЧХ проводится методом замещения. Для этого на индикаторном блоке необходимо установить отсчетную линию в требуемой точке АЧХ (или запомнить уровень), отключить четырехполюсник и подключить выход ГКЧ на вход индикаторного блока (при необходимости через детектор). На экране ЭЛТ появится линия калибровки, соответствующая выходному уровню ГКЧ. Изменяя ослабление сигнала ступенчатым аттенюатором, необходимо со-

вместить линию калибровки с измерительной линией. Относительную амплитуду заданной точки АЧХ четырехполосника в децибелах определяют как разность начального и конечного положения аттенюатора по следующим формулам:

$$- \text{потери: } D_{\text{изм}} = D_{\text{нач}} - D_{\text{кон}};$$

$$- \text{усиление: } K = D_{\text{кон}} - D_{\text{нач}}.$$

Определение частотных параметров четырехполосников осуществляется с помощью меток, имеющих на отсчетной линии. Расстояние между метками в частотном масштабе соответствует величине, указанной на переключателе метки. Частота точек АЧХ, находящихся между двумя соединенными частотными метками, определяется линейным интерполированием. Отсчет частоты на экране начинается от установленной начальной частоты. Если $F_{\text{нач}}$ была установлена равной 123 кГц, то при дискрете меток 10 кГц первая метка в левой части экрана будет соответствовать частоте 130 кГц. Определение частот других меток осуществляется путем их счета на экране ЭЛТ.

Для измерения частотных параметров четырехполосника на уровне 3 дБ необходимо: уменьшить сигнал ГКЧ на 3 дБ при помощи калиброванного аттенюатора и совместить отсчетную линию с новой точкой максимума АЧХ; положение аттенюатора выставить таким, каким оно было до ослабления сигнала на 3 дБ. Пересечение отсчетной линии с АЧХ исследуемого четырехполосника соответствует нижней и верхней граничным частотам ($F_{\text{н}}$ и $F_{\text{в}}$). Частоты $F_{\text{н}}$ и $F_{\text{в}}$ определяют по меткам с помощью интерполяции. Полосу пропускания, среднюю частоту и добротность одиночного колебательного контура соответственно находят по следующим формулам:

$$\Delta F = F_{\text{в}} - F_{\text{н}}; \quad F_{\text{СР}} = (F_{\text{н}} + F_{\text{в}}) / 2; \quad Q = F_{\text{СР}} / \Delta F.$$

Вид детектирования определяется путем уменьшения сигнала ГКЧ. Если при введении затухания 6 дБ уровень максимума и минимума уменьшится в 2 раза, тогда детектирование линейное, а если в 4 раза – квадратичное.

Погрешности измерения амплитудных и частотных параметров четырехполосника с помощью ИАЧХ определяются рассогласованием в тракте, нелинейными искажениями испытательного сигнала, неидеальностью амплитудных и амплитудно-частотных характеристик каналов, дискретностью отсчета и погрешностью интерполяции.

4. Прибор Х1-46

Параметры прибора Х1-46 следующие.

1. Диапазон частот: 0,02...200 кГц с поддиапазонами 0,02...30 кГц, 1...200 кГц.

2. Частотные метки формируются с дискретами 1, 10 и 50 кГц.

3. Погрешность измерения частоты с помощью собственных частотных меток в полосе качания более 1 кГц не превышает $\pm(3 \cdot 10^{-4} \cdot f + 0,05 \Delta F)$, где ΔF – установленная полоса качания ГКЧ, f – измеряемая частота.

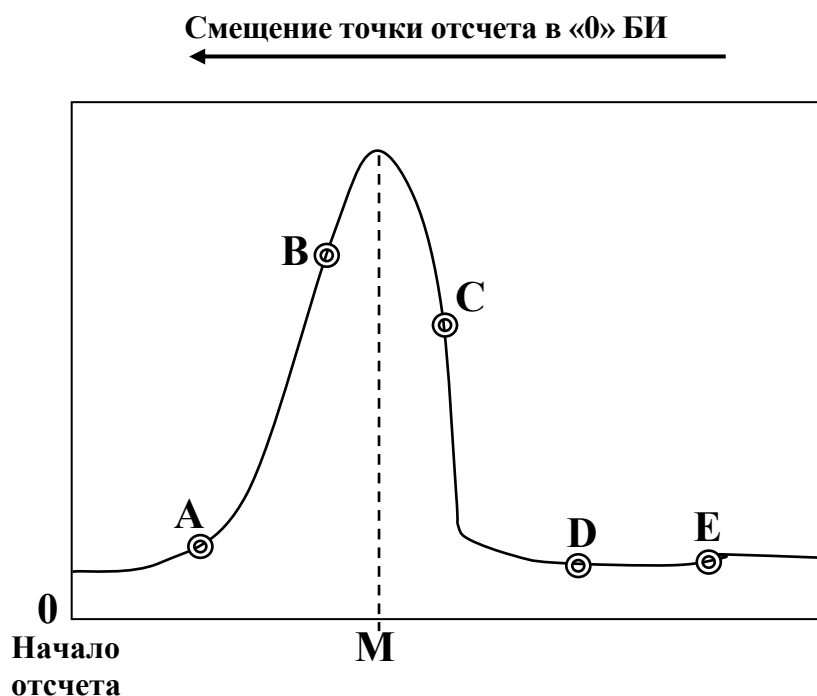
4. Погрешность измерения относительной амплитуды:

а) в линейном масштабе и динамическом диапазоне 20 дБ – не более $\pm(0,4 \pm 0,15A)$ дБ, где A – измеряемая относительная амплитуда;

б) в логарифмическом масштабе и динамическом диапазоне 40 дБ – не более ± 3 дБ; при A до 70 дБ – не более ± 4 дБ.

5. Чувствительность каналов вертикального отклонения – не менее 5 мм/мВ.

Абсолютное значение частоты отсчитывается от начала диапазона качания. При включении меток первая метка от начала соответствует начальной частоте с учетом установленного шага меток.



Пример. Требуется определить частоту настройки полосового фильтра. После подключения исследуемого объекта на экране БИ получаем его АЧХ (рис. 8.5). Пусть начало отсчета 0, а шаг меток 10 кГц. Тогда метка А будет соответствовать частоте 10 кГц, В – 20 кГц, С – 30 кГц, D – 40 кГц и Е – 50 кГц.

Если частоту меток установить равной 50 кГц, то на экране будет наблюдаться только одна метка Е. Чтобы узнать частоту искомой

точки М, которая располагается между метками С и D, надо визуально зафиксировать метку С или D и установить шаг 1 кГц. В результате каждая последующая метка будет отличаться от предыдущей на 1 кГц, а сам интервал С – D будет разбит на 10 частей, в одной из которых находится М.

ИАЧХ позволяет измерить добротность косвенным методом. Для этого вначале определяют центральную частоту f_0 , а затем ручкой ступенчатого ослабления напряжения блока ГКЧ уменьшают уровень сигнала на -3 дБ (рис. 8.6) и визуально фиксируют этот уровень. Далее ручку ослабления устанавливают в исходное положение и измеряют на этом уровне частоты точек F1 и F2. Вычисляется добротность.

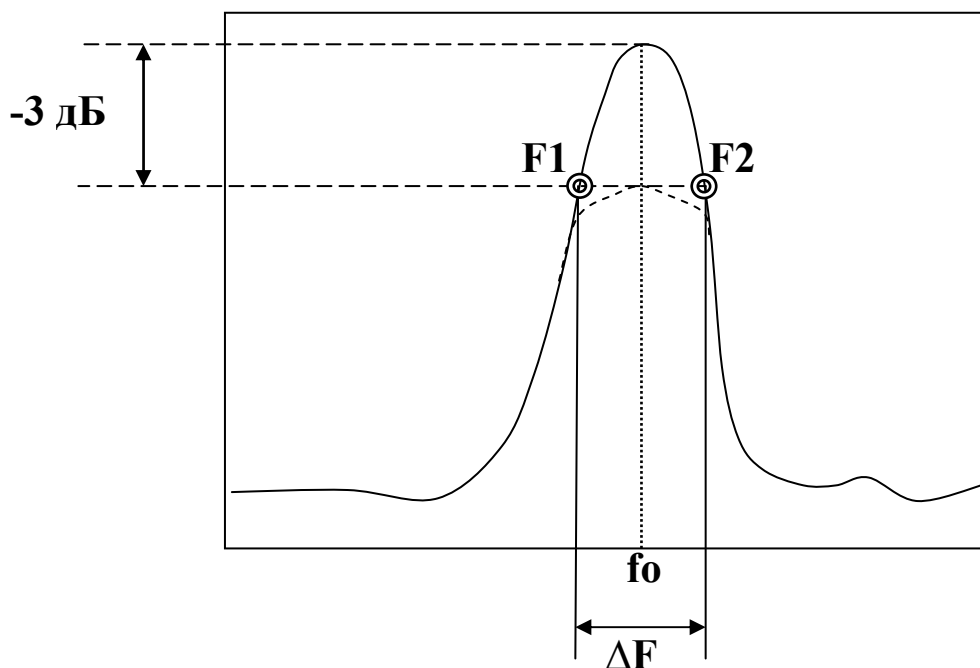


Рис. 8.6

Контрольные вопросы

1. Что такое АЧХ и что ее характеризует?
2. Какие методы применяют для исследования АЧХ?
3. Как в заданной точке АЧХ определяют значение частоты?
4. Что собой представляет компьютерный ИАЧХ?
5. Поясните метод адаптации полосы качания испытательного сигнала.
6. Какие задачи решает адаптация полосы качания испытательного сигнала на заданном уровне АЧХ?

7. Поясните принцип работы системы управления ИАЧХ с адаптацией.
8. Каковы преимущества компьютерного синтеза сигнала с помощью ЦАП?
9. Поясните структурную схему серийного панорамного ИАЧХ.
10. Как оцениваются частоты характерных точек АЧХ с помощью частотных меток?
11. Приведите структуры погрешностей измерения амплитудных и частотных параметров с помощью ИАЧХ.
12. Как с помощью ИАЧХ измерить добротность контура?
13. Как осуществляется отсчет относительной амплитуды в требуемой точке АЧХ?
14. Как измерить граничные частоты полосового фильтра на уровне – N дБ (N – номер студента по списку группы)?

Лекция 9. ПАНОРАМНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ КСВ И S-ПАРАМЕТРОВ

1. Принципы построения

В основе работы панорамных измерителей КСВ и ослабления (подгруппа Р2) лежит рефлектометрический (от слова «рефлектометр») принцип измерения, использующий выделение части падающей ($U_{ПД}$), отраженной ($U_{ОТР}$) и прошедшей ($U_{ПР}$) волн. Коэффициент отражения находят как отношение отраженной волны к падающей, а ослабление (коэффициент передачи) – как отношение прошедшей волны к падающей:

$$|S_{ii}| = |\Gamma| = U_{ОТР} / U_{ПД} = \sqrt{P_{ОТР} / P_{ПД}};$$

$$A = |S_{ij}| = U_{ПР} / U_{ПД} = \sqrt{P_{ПР} / P_{ПД}}.$$

Таким образом, прибор Р2 позволяет определять модули коэффициентов отражения и передачи двух-, четырех- и многополюсников. В последнем случае свободные выходы подключаются к согласованным нагрузкам.

Отечественные приборы перекрывают диапазон частот от 10 МГц до 78,33 ГГц. Пределы измерения КСВ – 1,01...5, пределы измерения ослабления – 0...50 дБ. Погрешности измерения КСВ – $\pm 5...15\%$, погрешности измерения ослабления – $\pm 0,2...2,5$ дБ.

Возможны три основные схемы построения.

1. Схема с автоматической регулировкой мощности (АРМ), поддерживающая входной сигнал постоянным в диапазоне качания частоты. Здесь не нужно вычислять отношение сигналов, поскольку

$$|S_{ii}| \sim U_{OTP}; \quad |S_{ij}| \sim U_{IP}.$$

2. Схема без АРМ с измерителем отношения (ИО) двух сигналов в точке измерения снимает проблемы стабилизации мощности, но здесь труднее обработка и неудобно наблюдать характеристики на экране ЭЛТ. Работа по формулам $|S_{ii}| = U_{OTP} / U_{ПАД}$; $|S_{ij}| = U_{IP} / U_{ПАД}$.

3. Комбинированная схема с АРМ и ИО наиболее совершенная.

Все схемы в своей структуре содержат направленные ответвители для выделения части падающей, прошедшей и отражённой волн. Комплект из двух одинаковых направленных ответвителей (НО) называется рефлектометром. Если объединить НО и детектор, то будет направленный детектор (НД). На рис. 9.1 приведены обозначения НО (рис. 9.1, а, б, в) и НД (рис. 9.1, г) на схемах.

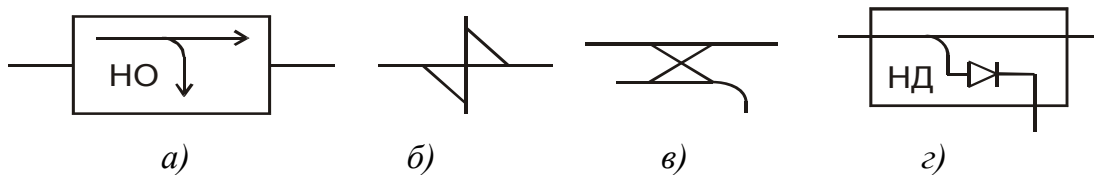


Рис. 9.1

2. Структурная схема прибора

Структурная схема прибора группы Р2 приведена на рис. 9.2, временные диаграммы – на рис. 9.3. На схеме не показана система АРМ. Сигналы с НД и линия визира подаются на индикатор. Отсчетное устройство (шкала и указатель) связано с положением линии визира. Перемещая линию визира, можно считать значения КСВ и ослабления в любой точке.

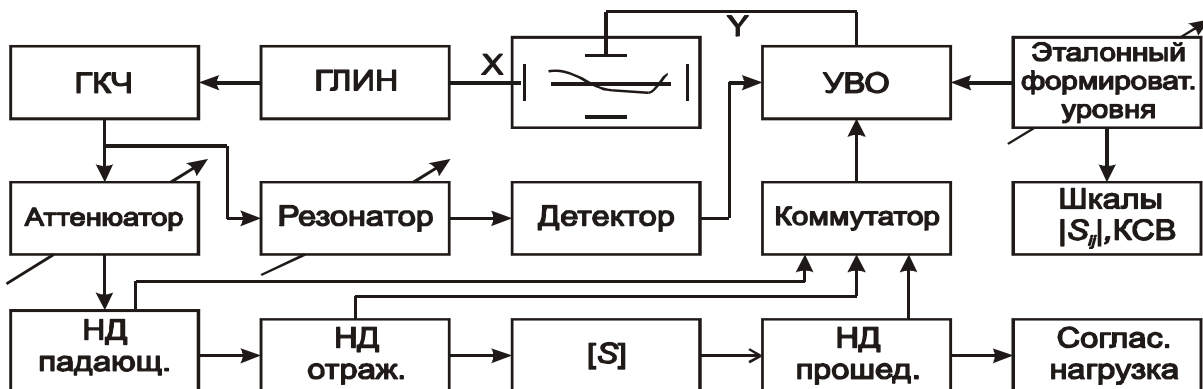


Рис. 9.2

Для привязки по оси частот формируется частотная метка в точке равенства частоты ГКЧ и частоты настройки. Отсчёт осуществляется по шкале перестройки резонатора. По сути, это резонансный частотомер.

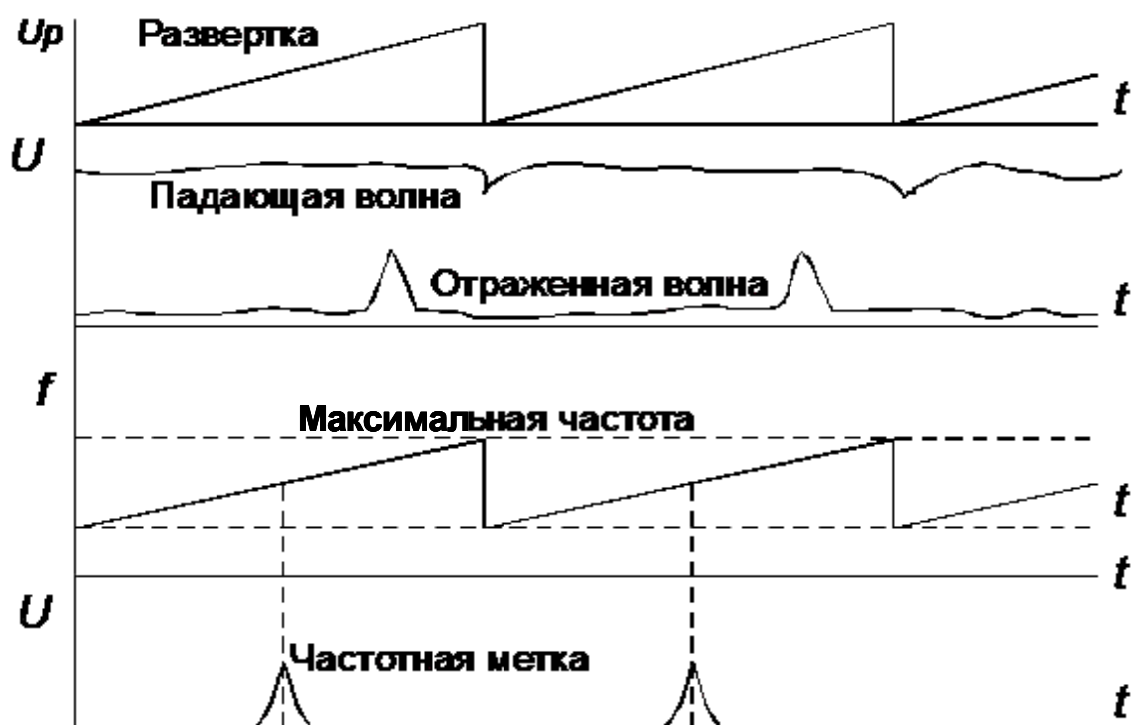


Рис. 9.3

При калибровке устанавливается заданный уровень сигнала.

Погрешности: неидентичности НД и каналов; рассогласования НД; динамических искажений; отсчета f , КСВ, А; совмещения метки, визира и др.

3. Генератор качающейся частоты

В диапазоне СВЧ применяют лампы обратной волны (ЛОВ) «О» или «М», у последней более линейная перестройка частоты от напряжения, а также используют диоды Ганна с перестройкой резонатора с помощью варикапов.

Пример широкополосного ГКЧ на ЛОВ «О» (упрощённо) приведен на рис. 9.4. Электроды ЛОВ: Н – накал; К – катод; Ф – фокусирующий электрод; ЗС – замедляющая система; Колл. – коллектор. Основные системы ГКЧ следующие:

1) амплитудной модуляции (100 кГц), которая осуществляется путем подачи модулирующего напряжения на фокусирующий электрод ЛОВ;

2) АРМ, которая содержит НО, детектор АРМ и усилитель АРМ. Управляя анодным напряжением, достигают стабилизации выходной мощности $P_{вых}$. Достижимая неравномерность 0,3 дБ в полосе качания обусловлена частотными характеристиками НО и детектора АРМ;

3) формирования частотной метки, которое осуществляется с помощью высокодобротного перестраиваемого резонатора и детектора метки;

4) развертки, которая реализуется с помощью ГЛИН. Особенность – высокие ускоряющие напряжения.

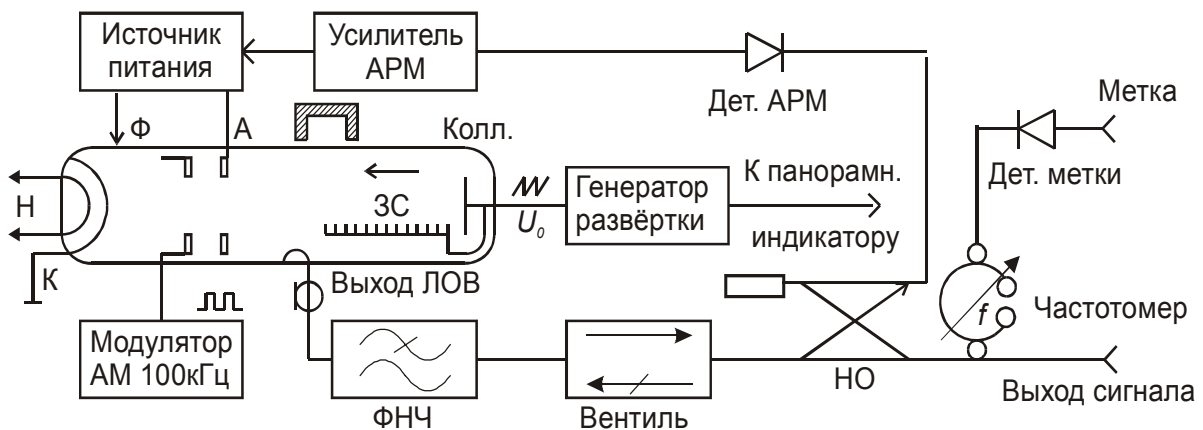


Рис. 9.4

Качание частоты непосредственно в требуемом диапазоне обычно осуществляется в полосе менее октавы из-за свойств активных элементов, у которых коэффициент перекрытия по частоте $K_f = f_{max}/f_{min} \leq 2$. Для получения больших значений коэффициента перекрытия используют метод переноса частот (рис. 9.5). Например, для прибора Р2-73 $f_2 = 2,2$ ГГц, $f_1 = 2,2 \dots 3,45$ ГГц, $f_1 - f_2 = 0,5 \dots 1250$ МГц.

Для автономных ГКЧ выделена подгруппа приборов Г8, но на сегодняшний день они не получили распространения. Обычно ГКЧ – это узлы приборов Р2, Р4, Ф2, Х1 и др. Кроме того, современные генераторы сигналов и синтезаторы частоты могут управляться кодом, т. е. использоваться как ступенчатые ГКЧ.

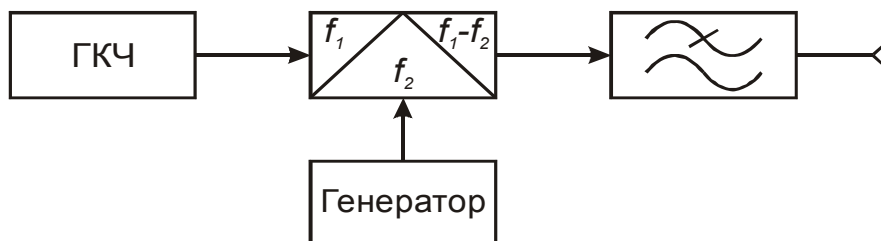


Рис. 9.5

4. Применение МПС

Применение МПС в панорамных измерителях обеспечивает:

- 1) установку пределов перестройки частоты, линеаризацию перестройки и привязку к оси частот;
- 2) запоминание, обработку и вывод данных на дисплей;
- 3) компенсацию систематических погрешностей (рассогласования НД, неидентичности каналов, нелинейности АХ детекторов и др.);
- 4) диалоговый режим работы «прибор – оператор».

Рассмотрим в качестве примера приборы Р2-73...82, которые имеют встроенную МПС и компонуются блоками ГКЧ (рис. 9.6) и индикации (рис. 9.7). Испытательный сигнал модулирован по амплитуде частотой 100 кГц.

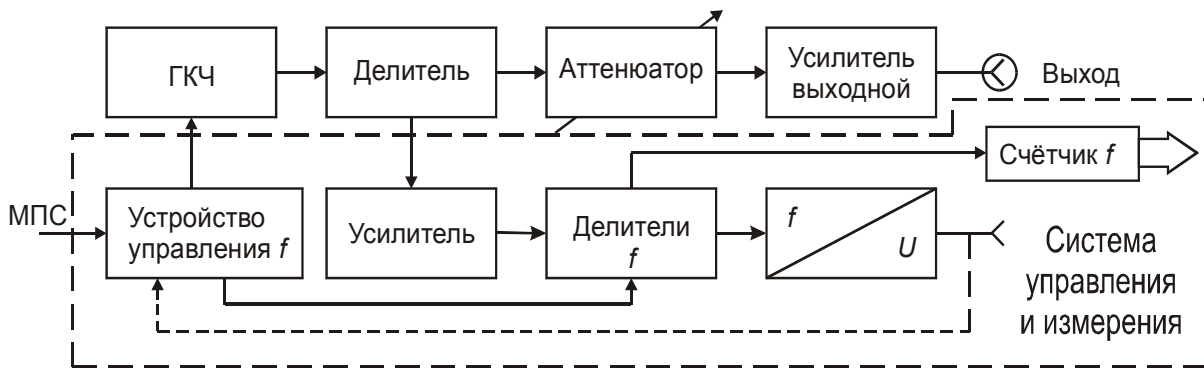


Рис. 9.6

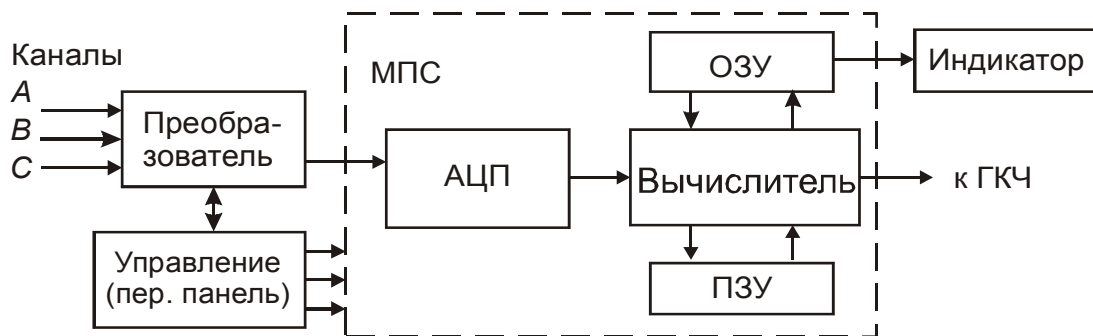


Рис. 9.7

В блоке индикатора сигналы 100 кГц усиливаются. В преобразователе используется синхронное детектирование. В каждом канале имеется управляемый кодом аттенюатор. МПС исключает неидентичность каналов, управляет всей работой, вычисляет параметры, выводит информацию на индикатор, включая цифровые символы. Встроенный АЦП поразрядного уравнивания преобразует аналоговые сигналы в 12-разрядный двоичный код, который поступает в вычислитель.

Измерения основаны на применении мостовых рефлектометров, выделяющих сигналы падающей, отражённой и прошедшей волн. Работа осуществляется в диалоговом режиме, при неправильных действиях оператора на экране возникает сообщение об ошибках.

Режимы работы:

- 1) панорамное измерение КСВ и ослабления с цифровым отсчетом частоты, амплитуды, КСВ;
- 2) измерение усиления;
- 3) сравнение с эталоном;
- 4) контроль уровня мощности;
- 5) вывод результатов на внешние устройства.

Технические характеристики Р2-73:

- 1) диапазон рабочих частот – 10...1250 МГц;
- 2) погрешность определения частоты – не более $\pm 0,2\%$;
- 3) диапазон измерения КСВ – 1,03 ... 5,0 (индикация до ∞);
- 4) погрешность измерения КСВ – не более $\pm 5\%$;
- 5) диапазон измерения коэффициента передачи – от -50 до $+30$ дБ;
- 6) погрешность $\Delta A = \pm(0,03A_x + 0,2)$, дБ;
- 7) изменение мощности от $5 \cdot 10^{-7}$ до $0,5 \cdot 10^{-3}$ Вт с погрешностью не более ± 2 дБ.

5. Измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения

Измеритель полной системы S-параметров (модулей и фаз) содержит векторный измеритель отношения. Рассмотрим его работу на примере измерения комплексного коэффициента отражения $S_{ii}(\omega)$ шестиполусника (рис. 9.8).

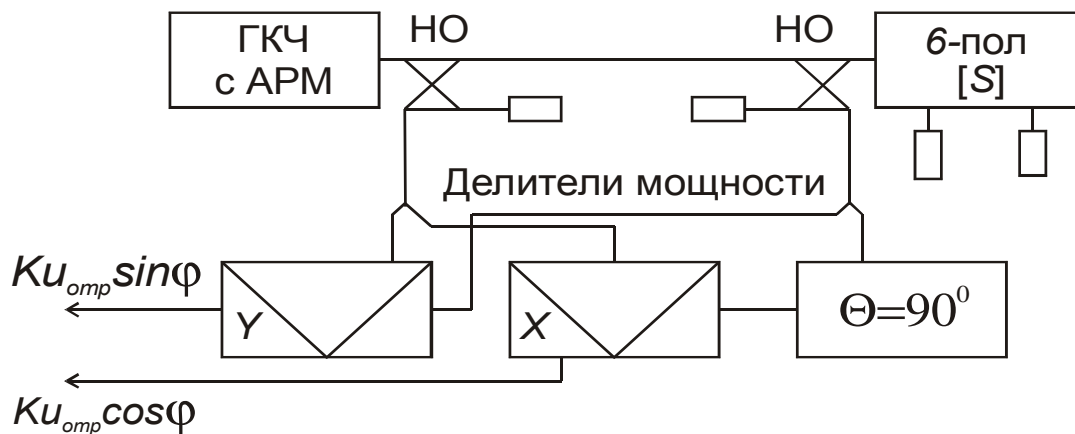


Рис. 9.8

Схема содержит два НО, два делителя мощности, два фазовых детектора и фазовращатель на 90° . На выходах фазовых детекторов (X и Y) при постоянном уровне падающей волны будут формироваться сигналы, пропорциональные отражённой и падающей волнам, умноженным соответственно на $\sin \varphi$ и $\cos \varphi$. Напомним, что диаграмма полных сопротивлений (ДПС Вольперта – Смитта) получена из векторной диаграммы (рис. 9.9).

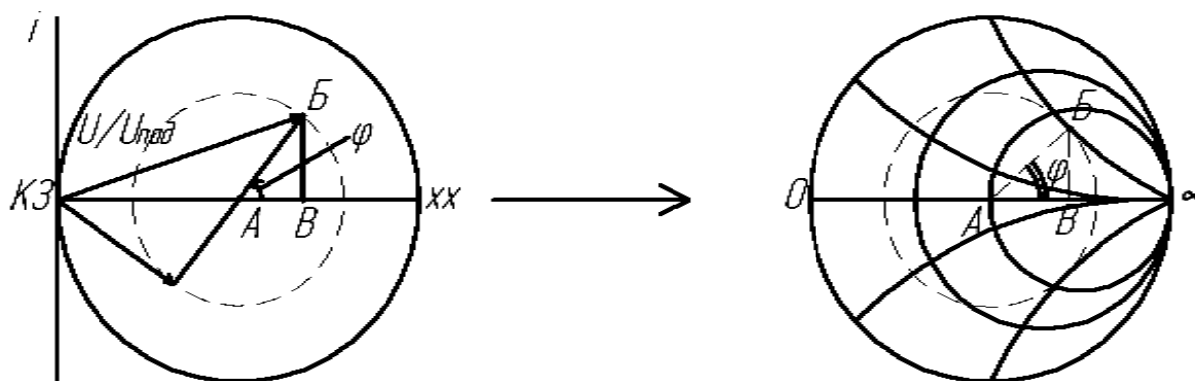


Рис. 9.9

Здесь $\overline{AB} = \overline{AB} + \overline{BB} = \overline{\Gamma}$, где $\overline{AB} = |\Gamma| \cos \varphi$; $\overline{BB} = i|\Gamma| \sin \varphi$;
 $\overline{\Gamma} = |\Gamma| \cos \varphi + i|\Gamma| \sin \varphi$, $|\Gamma| \sim U_{отр}$.

Если откалибровать систему и подать на пластины горизонтального и вертикального отклонения ЭЛТ сигналы с фазовых детекторов, то, наложив на экран прозрачную ДПС, мы увидим светящуюся точку «Б», соответствующую комплексному коэффициенту отражения. Если изменять частоту, то на экране будет линия. Формируя яркостную метку можно узнать частоты характерных точек. Индикация будет в полярных координатах.

Могут быть и другие способы индикации, в том числе в декартовых координатах с разделением модуля и фазы.

Например, прибор Р4-38 работает в диапазоне частот 1,25...5 ГГц и измеряет КСВ = 1,04...2, коэффициент передачи $K = -80...+30$ дБ, фазовый сдвиг $\varphi = 0... \pm 180^\circ$. Могут исследоваться ФЧХ, АЧХ, S-параметры, $Z_{вх}$.

Контрольные вопросы

1. В чем суть рефлектометрического принципа измерения?
2. Назовите основные схемы построения приборов Р2.
3. Поясните структурную схему прибора подгруппы Р2.

4. Какова структура погрешности прибора Р2 по осям частот и амплитуд?
5. Какие системы содержит генератор качающейся частоты?
6. Какие задачи решает МПС в приборах подгруппы Р2?
7. Какая информация выводится на экран индикатора Р2?
8. Каковы достоинства и недостатки приборов с МПС?
9. Как работают измерители комплексных коэффициентов передачи и отражения?
10. Какова структура погрешностей прибора Р4.

Лекция 10. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ ДИАПАЗОНА СВЧ

1. Устройство измерительной линии (ИЛ)

Измерительная линия (рис. 10.1) представляет собой отрезок волновода с малым собственным коэффициентом отражения, имеющий продольную щель посередине широкой стенки волновода.

На рис. 10.1 представлены элементы конструкции:

- 1 – регулятор глубины погружения зонда;
- 2 – настроечный поршень резонатора зонда;
- 3 – настроечный поршень резонатора детектора;
- 4 – резонатор детектора;
- 5 – резонатор зонда;

- 6 – зонд;
- 7 – отрезок волновода с щелью;
- 8 – выход детектора;
- 9 – шкала отсчета положения зонда.

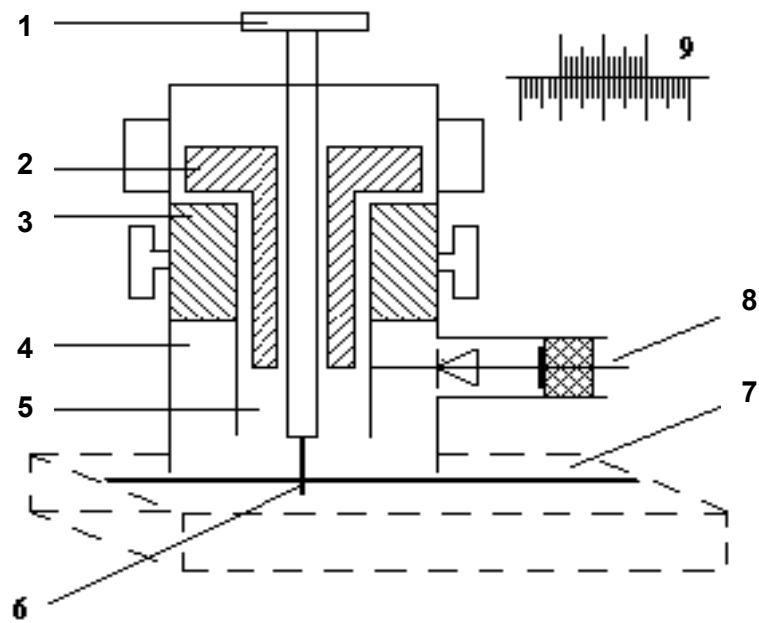


Рис. 10.1

Длина щели должна быть больше максимальной длины волны в волноводе. Через щель во внутреннюю полость волновода проходит

тонкий металлический зонд, закрепленный на каретке, которая перемещается вдоль линии. Необходима постоянная связь зонда с электрическим полем при перемещении его вдоль линии. Зонд связан с настраиваемой измерительной головкой, в которую включен детектор. Наведенная ЭДС, пропорциональная напряженности электрического поля в месте расположения зонда, после выпрямления детектором индицируется измерительным прибором. При тщательной настройке измерительной головки повышается чувствительность линии и уменьшаются ошибки, вносимые в измерение реактивной проводимостью зонда.

Эквивалентная шунтирующая проводимость зонда должна быть незначительной, а щель – неизлучающей. Щель проходит параллельно линиям поверхностного тока, поэтому наличие щели лишь в очень малой степени меняет конфигурацию поля в линии. Перемещение зонда вдоль щели позволяет определить положение максимумов и минимумов напряжения в линии. Волновод по отношению к исследуемым устройствам является эталоном волнового сопротивления, поэтому он изготавливается с высокой точностью. Волновое сопротивление ИЛ должно отличаться от номинального не более чем на 0,5 %.

Измерительная головка представляет собой двойную коаксиальную линию, образованную двумя концентрическими трубками с поршнями и зондом. Изменяя глубину погружения зонда, добиваются усиления или ослабления связи зонда с волноводным трактом. Короткозамыкающими поршнями резонаторы зонда и детектора настраиваются в резонанс. Механизм перемещения зонда вдоль линии должен обеспечивать высокую точность отсчета положения и не иметь люфта. При помощи микрометрической линейки можно определить положение зонда с точностью 0,05 мм.

Источники погрешностей при работе с ИЛ:

- 1) непостоянство связи измерительной головки с ИЛ при перемещении головки вдоль линии;
- 2) шунтирующее действие зонда, вызывающее нарушение картины электромагнитного поля внутри волновода;
- 3) неидеальность фланцев, приводящая к отражению сигнала;
- 4) неидеальность амплитудной характеристики применяемого детектора;
- 5) погрешность индикатора.

2. Регулировка измерительной линии

Сначала к ИЛ подключается согласованная нагрузка (СН) и проверяется распределение напряжения вдоль всей длины линии. При несогласованной нагрузке будет наблюдаться изменение продетектированного напряжения, но в ИЛ хорошего качества максимумы и минимумы должны точно повторяться по величине. Если качество не очень высокое, то будет наблюдаться небольшое изменение в отсчетах, в частности, возможно различие в значениях максимумов и минимумов, являющееся следствием изменения глубины погружения и поперечных колебаний зонда при перемещении. Показания прибора могут отличаться вблизи концов щели.

Слишком малая глубина погружения зонда приводит к значительным колебаниям связи зонда с волноводом при продольном перемещении, так как абсолютные изменения глубины погружения, обусловленные качеством направляющих стержней, подшипников, остаются одинаковыми. Глубина погружения зонда не должна быть большой, так как сильная связь зонда с основным трактом приводит к росту активной проводимости зонда и увеличению погрешности измерения КСВ. Когда глубина погружения зонда отрегулирована, то вновь снимается распределение напряжения вдоль линии.

Далее к линии подключается короткозамыкатель (КЗ) и снова исследуется распределение напряжения вдоль линии. Идеальное и реальное за счет влияния проводимости зонда распределение поля приведено на рис. 10.2. Минимумы напряжения должны быть близки к нулю. Наличие заметного напряжения в минимумах свидетельствует либо о существовании паразитных частот в спектре генератора, либо о наличии заметного затухания в ИЛ или КЗ, либо о существовании паразитных наводок на кабеле, отводящем продетектированный сигнал. Если зонд не настроен в резонанс, тогда появляется асимметрия поля, которая устраняется тщательной настройкой резонатора.

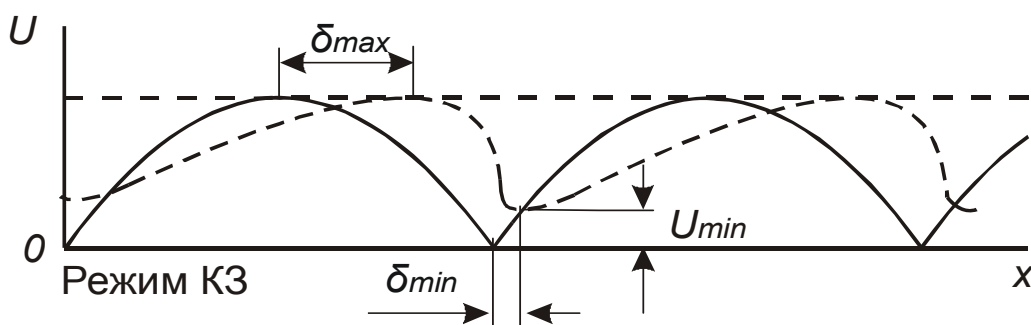


Рис. 10.2

При проведении измерений между генератором и ИЛ необходимо включать развязывающий аттенюатор (10 – 20 дБ) или вентиль, так как отраженная волна влияет на работу генератора, а несогласованный выход генератора – на точность измерений.

Для определения коэффициента стоячей волны необходимо знание амплитудной характеристики детектора. При малых уровнях мощности его характеристика близка к квадратичной. Градуировка детектора проводится с теми же усилителями и индикаторами, с которыми будут проводиться измерения. При смене детектора или изменении глубины погружения зонда градуировку детектора необходимо проводить вновь.

Способ измерения амплитудной характеристики (АХ) состоит в использовании калиброванного аттенюатора на выходе генератора. Установив зонд в максимум стоячей волны, изменяют уровень сигнала генератора и измеряют показания. Рассчитав сигнал по известному затуханию аттенюатора, можно построить АХ.

3. Проведение измерений с помощью ИЛ

Измерение длины волны

Длина волны в линии с щелью определяется как удвоенное расстояние между соседними минимумами распределения напряжения. Длина волны в линии без щели определяется с помощью подвижного КЗ (рис. 10.3).

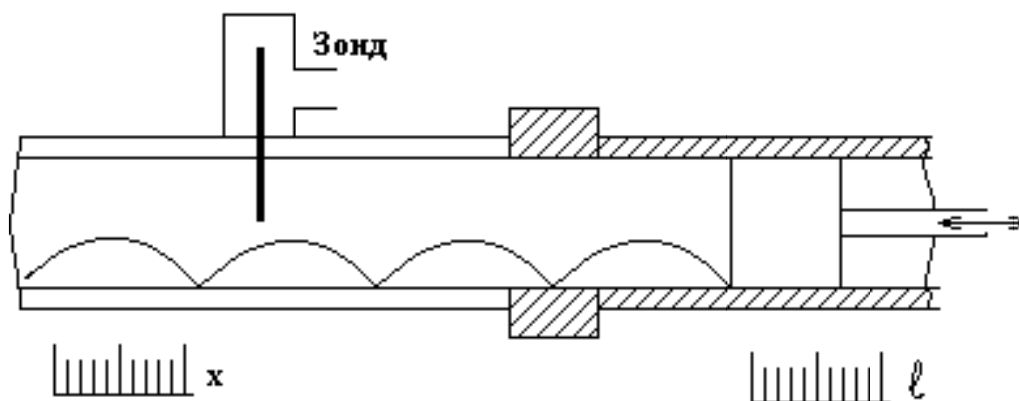


Рис. 10.3

Зонд устанавливается вблизи минимума напряжения. Подвижный короткозамыкатель перемещается таким образом, чтобы показания зонда проходили дважды через минимум. Этим минимумам со-

ответствуют значения L_{1min} и L_{2min} на шкале КЗ. Длина волны в линии без щели определяется из выражения

$$\lambda_g = 2 (L_{2min} - L_{1min}).$$

Если значения, определенные с щелью и без щели, совпадают, значит, влияние щели на постоянную распространения мало.

Для более точного определения положения минимума и длины волны применяется метод равных значений («вилки»). Суть метода заключается в том, что положение минимума определяют как среднее арифметическое двух отсчетов, соответствующих одинаковым показаниям индикатора при положениях зонда справа или слева от минимума (рис. 10.4):

$$X_{min} = (X_1 + X_2) / 2.$$

Можно выбрать несколько уровней равных значений и определить положение зонда как среднее всех значений X_{min} . Этим же способом можно выявить наличие асимметрии напряжения, вызванное реактивностью зонда. При измерении длины волны определяют положения всех минимумов. Погрешность измерения меньше, если расстояние находится через минимум:

$$\lambda_g = (X_2 + X_1) / 2 - (X_{22} + X_{21}) / 2.$$

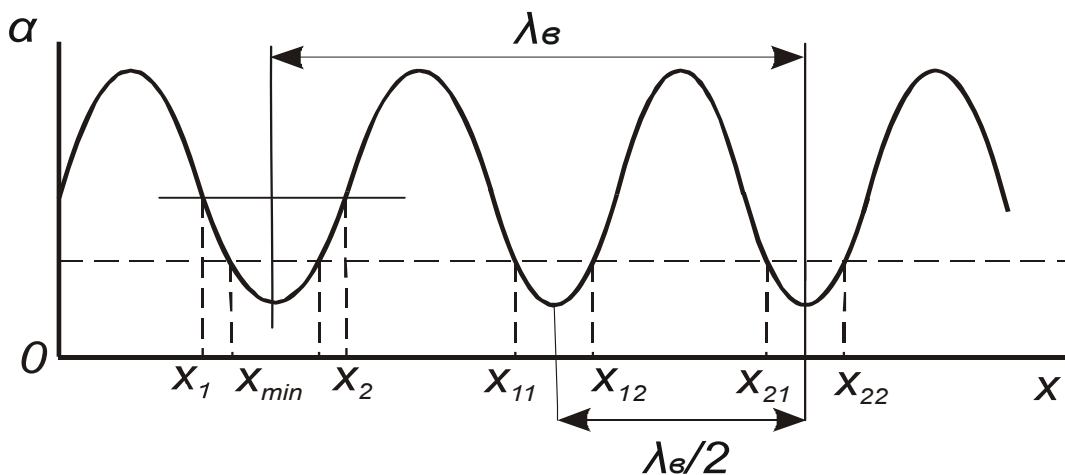


Рис. 10.4

Измерение коэффициента стоячей волны (КСВ)

Метод прямого измерения КСВ состоит в определении максимального и минимального значений напряжения в линии и вычислении $КСВ = U_{max} / U_{min}$. Значения напряжения могут быть найдены путем непосредственных отсчетов по шкале прибора с последующим

переводом показаний прибора в относительное напряжение с помощью графика АХ. Если характеристика детектирования квадратичная, то вычисляют КСВ по формуле $KCB = (U_{max}/U_{min})^{1/2}$.

Для повышения точности отсчета нужно стремиться к тому, чтобы показания прибора в пучности напряжения были всегда вблизи максимальных показаний шкалы.

При $KCB > 3 \dots 5$ для квадратичной характеристики минимальные показания прибора становятся слишком малыми для точного определения КСВ и метод прямого измерения не годится. Если имеется калиброванный переменный аттенуатор перед ИЛ, то измерение КСВ упрощается. Сначала определяется минимум напряжения и с помощью аттенуатора устанавливаются удобные показания прибора. Затем находят максимум и, введя аттенуатором нужное ослабление A , добиваются тех же показаний прибора U_{min} . Величина КСВ рассчитывается по формуле $K = 10^{A/20}$. Данный метод хорош тем, что исключается влияние АХ при измерениях. Метод может использоваться для любых значений КСВ.

Достоинство метода *удвоенного минимума* ($KCB > 3 \dots 5$) заключается в простоте расчета КСВ. Первоначально зонд устанавливается в минимум напряжения и считывается показание U_{min} . Затем зонд помещается в две точки справа и слева от минимума (X_1 и X_2), в которых показания прибора равны $2U_{min}$.

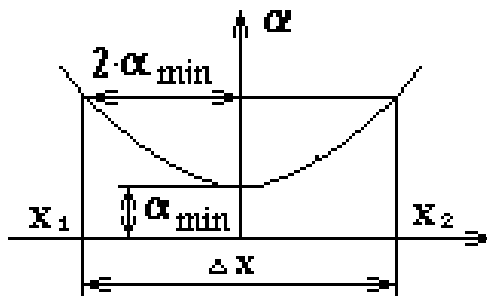


Рис. 10.5

Вычисляется расстояние между точками $\Delta X = X_2 - X_1$ (рис. 10.5) и значение $KCB = \lambda_g F / (\Delta X \pi)$, где F – поправочный коэффициент, зависящий от показателя степени АХ детектора (N). Его значение для квадратичной характеристики детектора равно 1.

На рис. 10.6, а показана схема измерения *малых неоднородностей методом сдвига узла*. На ИЛ имеется шкала, по которой определяют положение минимума стоячей волны (X). Шкала на короткозамыкателе определяет его положение при перемещении (L). Суть метода в том, что если неоднородности нет, тогда перемещению КЗ на величину ΔL будет соответствовать эквивалентное перемещение минимума стоячей волны ΔX . При наличии неоднородности возможны два случая.

1. Если $\lambda_{вол} = \lambda_{вкз}$, тогда при перемещении короткозамыкателя фазовые соотношения между двумя отраженными волнами меняются

и нарушается соответствие смещения минимума по отношению к смещению КЗ (рис. 10.6, б): $\Delta = L_1 - X_1$. Определив размах ΔP , можно вычислить модуль коэффициента отражения и КСВ:

$$|\Gamma| = \pi \Delta P / \lambda_{\text{в}}; \quad \text{КСВ} = 1 + 2\pi \Delta P / \lambda_{\text{в}}.$$

2. Когда $\lambda_{\text{внл}} \neq \lambda_{\text{вкз}}$ (рис. 10.6, в), каждый раз измеряется $L_1 - L_0$ и находится соответствующее этому смещение $X_1 - X_0$. Затем определяется разность фаз $\Phi = 2\pi(X_1 - X_0) / \lambda_{\text{внл}} - 2\pi(L_1 - L_0) / \lambda_{\text{вкз}}$.

Модуль коэффициента отражения и КСВ (для малых коэффициентов отражения) вычисляют по формулам:

$$|\Gamma| = \Phi/2; \quad \text{КСВ} = 1 + \sin(\Phi/2).$$

Метод сдвига узла позволяет измерить КСВ до 1,001.

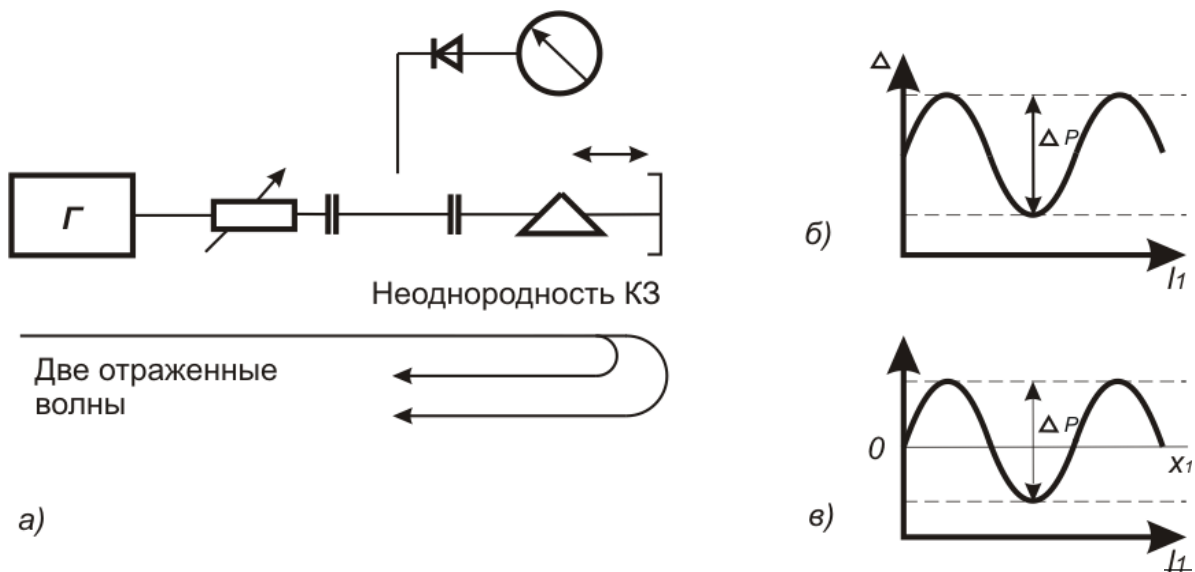


Рис. 10.6

Метод скользящей нагрузки также предназначен для измерения малых коэффициентов отражения неоднородностей тракта. Схема и поясняющая диаграмма приведены на рис. 10.7.

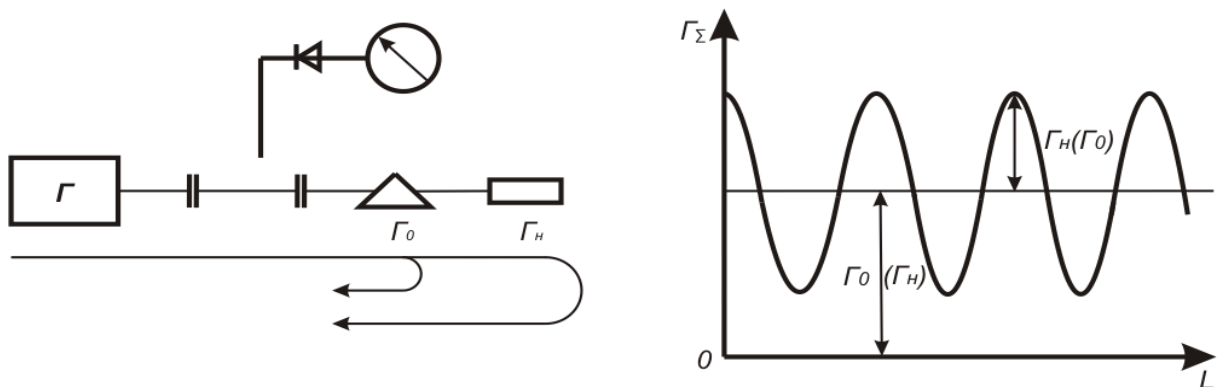


Рис. 10.7

Скользкая нагрузка должна иметь шкалу для определения ее местонахождения при перемещении. В результате при наличии неоднородности в тракте будет одна падающая и две отраженные волны.

При перемещении скользкой нагрузки будет изменяться сдвиг фаз между отраженными волнами. Они в разных точках ИЛ будут складываться в фазе и в противофазе.

При условии $|\Gamma_n| > |\Gamma_o|$ получим:

$$|\Gamma_{max}| = |\Gamma_o| + |\Gamma_n|; |\Gamma_{min}| = |\Gamma_n| - |\Gamma_o|;$$

$$|\Gamma_n| = (\Gamma_{max} + \Gamma_{min})/2; |\Gamma_o| = (\Gamma_{max} - \Gamma_{min})/2.$$

При условии $|\Gamma_n| < |\Gamma_o|$ получим:

$$|\Gamma_{max}| = |\Gamma_o| + |\Gamma_n|; |\Gamma_{min}| = |\Gamma_o| - |\Gamma_n|;$$

$$|\Gamma_o| = (\Gamma_{max} + \Gamma_{min})/2; |\Gamma_n| = (\Gamma_{max} - \Gamma_{min})/2.$$

Точность измерений тем выше, чем меньше $|\Gamma_n|$ нагрузки.

Измерение комплексного сопротивления нагрузки

Комплексное сопротивление нагрузки может быть найдено по диаграмме полных сопротивлений, если известен КСВ в линии с нагрузкой и фазовый угол

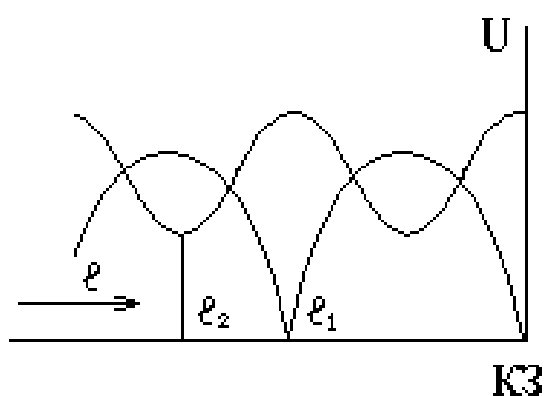


Рис. 10.8

коэффициента отражения Φ . Рис. 10.8 поясняет суть нахождения фазового угла коэффициента отражения. Для определения Φ необходимо измерить положение нуля напряжения в линии с КЗ (l_1) и новое, смещенное к генератору положение минимума в линии с нагрузкой (l_2). Фазовый угол коэффициента отражения и

его модуль определяют по формулам

$$\Phi = 2\pi(l_2 - l_1) / \lambda_{в}, \quad |\Gamma| = (\text{КСВ} - 1) / (\text{КСВ} + 1).$$

Измерение затухания в СВЧ трактах

Затухание в трактах приводит к экспоненциальному изменению амплитуды поля вдоль линии передачи. Если отрезок тракта, обладающий затуханием, однороден и отражениями на его входе и выходе можно пренебречь, то для коэффициента передачи тракта справедли-

во выражение $U_{вых} = U_{вх} e^{-dl}$, где l – длина испытуемого отрезка СВЧ тракта; d – коэффициент затухания на единицу длины; $U_{вых}$ – выходное напряжение; $U_{вх}$ – входное напряжение. Если на конце такой линии поставить короткозамыкатель, то по мере приближения от точки отражения к генератору КСВ будет уменьшаться (рис. 10.9). Для вычисления затухания по величине измеренного КСВ можно воспользоваться формулой $dl = \lg [(КСВ + 1) / (КСВ - 1)]$, дБ.

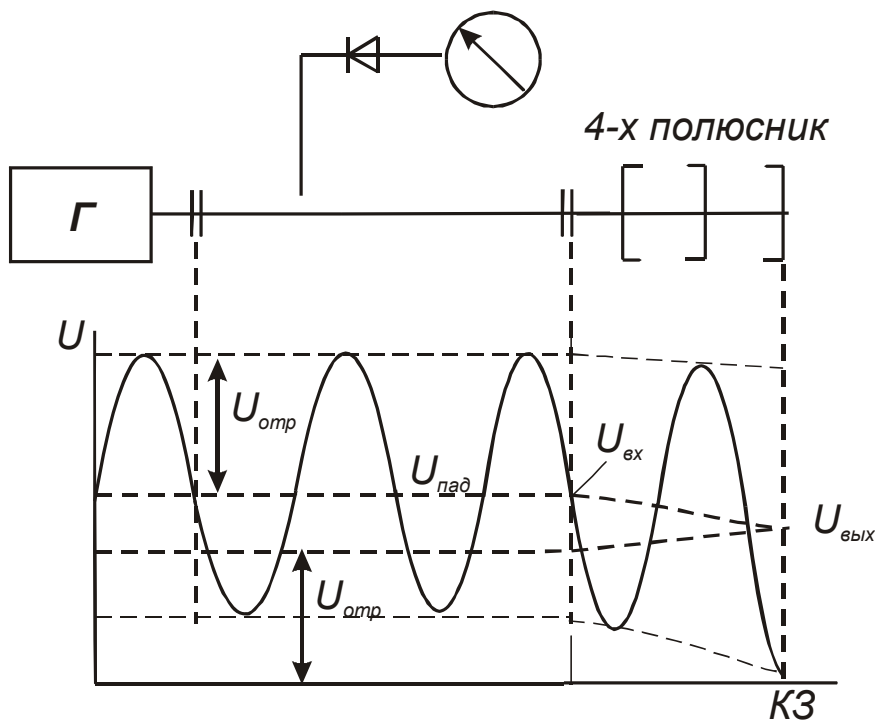


Рис. 10.9

Измерение параметров диэлектриков

Если СВЧ тракт заполнить диэлектриком, то из непосредственных измерений длины волны и экстремумов стоячей волны можно с приемлемой для многих случаев точностью определить фазовую скорость $V_{ф} = \lambda_{эф}$, диэлектрическую проницаемость ϵ и постоянную затухания α_{ϵ} . Методика измерения заключается в следующем. В линию вводится диэлектрический наполнитель, тогда соседние минимумы α'_{\min} и α''_{\min} (рис. 10.10) будут отличаться друг от друга.

Постоянная затухания определяется из выражения

$$\alpha_{\epsilon} = \frac{2}{\lambda_0 \epsilon} \left(\frac{1}{K'} - \frac{1}{K''} \right), \text{ где } K' = \frac{\alpha'_{\max}}{\alpha'_{\min}}; K'' = \frac{\alpha''_{\max}}{\alpha''_{\min}}.$$

Далее измеряется расстояние l_{\min} между соседними минимумами напряжения стоячей волны в области с заполнением: $\lambda_{\text{вЕ}} = 2l_{\min}$.

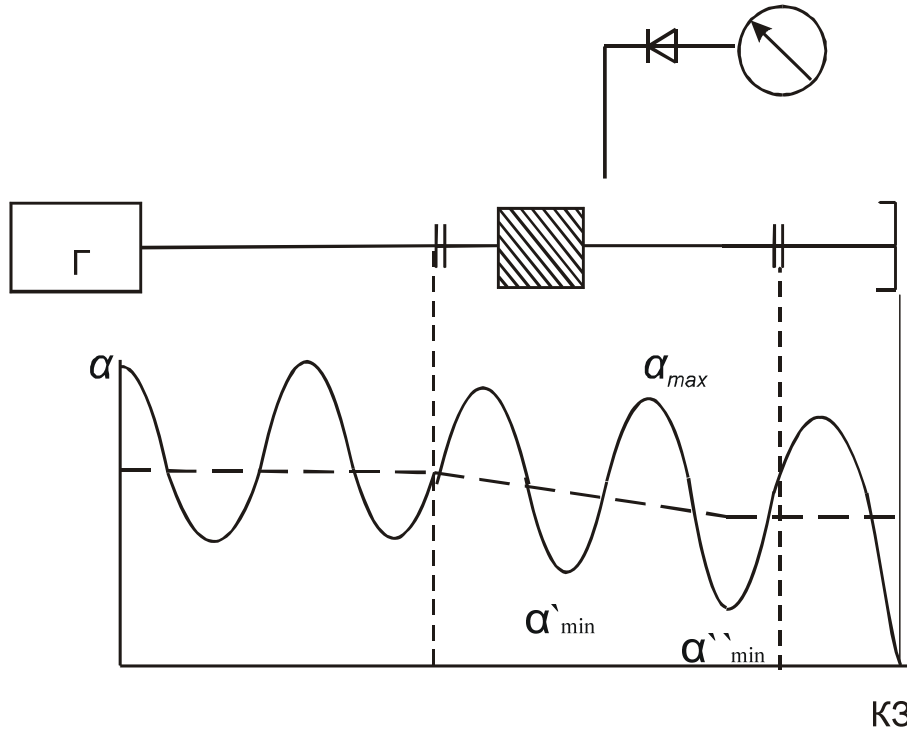


Рис. 10.10

Фазовая постоянная распространения волны $\beta = 2\pi/\lambda_{\text{вЕ}}$.

Как следует из теории волноводных ЛП, длина волны $\lambda_{\text{вЕ}}$ в волноводе, заполненном диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ϵ , может быть найдена из выражения

$$\lambda_{\text{вЕ}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon - (\lambda_0/\lambda_{\text{КР}})^2}}.$$

Откуда $\epsilon = (\lambda_0/\lambda_{\text{КР}})^2 + (\lambda_0/\lambda_{\text{вЕ}})^2$.

Контрольные вопросы

1. Как устроена измерительная линия и как она работает?
2. Каковы требования к основным частям конструкции ИЛ?
3. Как устроена измерительная головка?
4. Назовите основные источники погрешностей при работе с ИЛ.
5. Как осуществляется проверка ИЛ в режиме согласованной нагрузки?
6. Как выбрать глубину погружения зонда?

7. Как осуществляется проверка ИЛ в режиме КЗ?
8. Как оценить АХ детектора ИЛ?
9. Как измерить длину волны в волноводе с щелью и без щели?
10. Поясните метод «вилки».
11. Поясните метод прямого измерения КСВ.
12. Как измерить КСВ с применением аттенюатора?
13. Поясните метод удвоенного минимума.
14. Поясните метод сдвига узла и особенности его применения.
15. Поясните метод скользящей нагрузки.
16. Поясните измерение комплексного сопротивления нагрузки.
17. Как измерить затухание в СВЧ трактах?
18. Как оценить параметры диэлектриков?
19. Как лучше измерить $КСВ=1+0,1N$ нагрузки и неоднородности
(N – номер студента по списку группы)?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На современном этапе в технике радиоизмерений происходят значительные качественные изменения:

- измерения практически полностью переходят на цифровые методы преобразования и обработки данных;
- появились новые виды приборов для измерений в цифровых каналах связи;
- в измерительных приборах широко применяется микроэлектроника и вычислительная техника;
- существенно расширяются диапазоны измеряемых величин.

Внедрение микропроцессоров и микроЭВМ вносит коррекцию в тенденции развития парка приборов: появляются комбинированные вычислительные приборы, при этом отдельные виды приборов исчезают. Многие приборы становятся мультиметрами, т. е. измеряют комплекс взаимосвязанных физических величин и параметров РЭА. Например, развитие универсальных вольтметров практически поглотило подгруппу амперметров, а возможности современных анализаторов спектра делают ненужным производство измерительных приёмников.

Весьма показательно развитие приборов для частотно-временных измерений. Современные электронно-счетные частотомеры полностью дублируют возможности измерителей временного интервала и счётчиков числа импульсов, в которых практически отпадает необходимость.

Во второй части курса лекций, посвященной конкретным задачам радиоизмерений, представлены современные принципы построения РИП и способы обработки сигналов в цифровых приборах. Автор курса лекций, написанного в соответствии с требованиями образовательных стандартов и программы дисциплины «Метрология и радиоизмерения», не задавался целью дать исчерпывающие ответы на все вопросы теории и практики измерений. Ограниченный объем курса лекций не позволяет в должной мере рассмотреть все смежные темы метрологии и радиоизмерений.

Принципы построения приборно-модульных и крейтовых систем, работа виртуальных измерительных приборов изучаются студентами в рамках других специальных дисциплин, таких как «Интерфейсы и шины измерительных систем», «Автоматизированные системы испытаний средств связи», «Виртуальные и крейтовые системы сбора данных».

Автор надеется, что студенты, освоив материалы данного курса лекций, смогут, используя новейшую литературу и Интернет, самостоятельно изучить интересующие их дополнительные вопросы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Дворяшин, Б. В.* Основы метрологии и радиоизмерения / Б. В. Дворяшин. – М. : Радио и связь, 1993. – 320 с. – ISBN 5-256-01020-4.

2. *Зограф, И. А.* Оценка погрешностей результатов измерений / И. А. Зограф, П. Ф. Новицкий. – Л. : Энергоатомиздат, 1991. – 304 с. – ISBN 5-283-04513-7.

3. *Клаассен, К. Б.* Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике / К. Б. Клаассен. – М. : Постмаркет, 2000. – 352 с. – ISBN 5-901095-02-2.

4. *Мейзда, Ф.* Электронные измерительные приборы и методы измерений : пер. с англ. / Ф. Мейзда. – М. : Мир, 1990. – 535 с. – ISBN 5-03-001510-8.

5. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах : учеб. для вузов / В. И. Нефедов [и др.] ; под ред. В. И. Нефедова. – М. : Высш. шк., 2001. – 383 с. – ISBN 5-06-004069-0.

Учебное издание

ПОЗДНЯКОВ Александр Дмитриевич

КУРС ЛЕКЦИЙ ПО ДИСЦИПЛИНЕ
«МЕТРОЛОГИЯ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯ»

Часть 2

Подписано в печать 19.05.09.

Формат 60x84/16. Усл. печ. л. 7,21. Тираж 100 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета.

600000, Владимир, ул. Горького, 87.