

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Допущено
Министерством связи СССР
в качестве учебника
для техникумов связи
специальностей 0701, 0706



МОСКВА «СВЯЗЬ»

1980

Кушнир Ф. В.

К96 Радиотехнические измерения: Учебник для техникумов связи.— М.: Связь, 1980.— 176 с., ил.

35 к.

Излагаются основы радиотехнических измерений. Рассматриваются принципы и методы измерений радиотехнических величин, характеризующих параметры сигналов, систем и устройств радиосвязи и радиовещания во всем применяемом диапазоне частот. Приводятся сведения о построении структурных схем измерительных приборов, погрешностях и способах их учета и уменьшения влияния. Особое внимание уделено приборам цифровым и выполненным на микросхемах. Приведены краткие справочные данные о многих измерительных приборах.

Предназначается для учащихся техникумов связи, обучающихся по специальностям «Радиосвязь и радиовещание», «Телевизионная техника и радиорелейная связь».

К 30405—028
045(01)—80 6—80

2402020000

ББК 32.842

6Ф2.08

Рецензенты: А. М. Варбанский, В. А. Магда

Флор Васильевич Кушнир

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Редактор В. К. Старикова

Художник А. И. Моисеев

Художественный редактор Р. А. Клочков

Технический редактор К. Г. Маркоч

Корректор Л. А. Бударцева

ИБ № 523

Сдано в набор 24.11.79 г.

Подп. в печ. 14.1.80 г.

Т-04908 Формат 60×90/16 Бумага тип. № 2 Гарнитура литературная

Печать высокая Усл. печ. л. 11,0 Уч.-изд. л. 11,73 Тираж 35 000 экз.

(2-й завод 15001—35 000 экз.) Изд. № 18207 Зак. № 198 Цена 35 к.

Издательство «Связь». Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь» Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Связь», 1980 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Повышение требований к эффективности и качеству производственных процессов и эксплуатации систем и аппаратуры связи, радиотехники и электроники резко подняло значение измерительной техники. Одновременно к методам и средствам измерений предъявляются повышенные требования в части точности измерений, быстродействия измерительных приборов, экономичности питания, уменьшения массы и габаритов, возможности работы в автоматическом режиме. Все это привело к убыстрению разработки и выпуска приборов, созданных на новой элементной базе — микроэлектронных элементах и интегральных схемах. Вместе с тем, в эксплуатации находятся сотни тысяч приборов прежних выпусков, работающих на старой элементной базе и электронных лампах. Таким образом, читатель должен найти в этой книге сведения о принципах работы и устройстве как старых, так и новых приборов, предназначенных для основных измерений радиотехнических величин. Эта трудная задача осложнилась существенным сокращением объема по сравнению с объемами аналогичных изданий, например [1].

Содержание книги соответствует программе по специальностям «Радиосвязь и радиовещание» и «Телевизионная техника и радиорелейная связь». В ней изложены методы измерений и их реализация; рассмотрены принципы работы различных измерительных приборов и приведены их структурные схемы. В качестве примеров даются принципиальные схемы узлов приборов, выполненных на микросхемах. Большое внимание уделено погрешностям измерений. После каждой главы приведены краткие справочные данные по большому числу современных измерительных приборов.

Автор признателен рецензенту проспекта данной книги М. Я. Нейман и особенно рецензентам рукописи А. М. Варбанскому и В. А. Магде, замечания и рекомендации которых учтены. Отзывы о книге просьба направлять в издательство «Связь» (101000, Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2).

Автор

В.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСОБЕННОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Измерением называется физический опыт, в результате которого находят численное значение измеряемой физической величины. Измерения являются важнейшим этапом деятельности работников всех отраслей науки и техники. Измерительная аппаратура является основным оборудованием всех научно-исследовательских институтов, лабораторий, неотъемлемой частью оснастки любого технологического процесса, главным полезным грузом искусственных спутников Земли и космических станций. Уровень развития измерительной техники является одним из важнейших показателей научно-технического прогресса.

Измерения играют определяющую роль и в технике связи. Эксплуатация любых систем радиосвязи, радиовещания и телевидения невозможна без непрерывной информации о режимах работающих устройств, параметрах сигналов и условиях их передачи или приема. Эту информацию получают в результате измерений соответствующих величин.

Профилактический или аварийный ремонт радиоаппаратуры и нахождение неисправностей также невозможны без измерений. Для этих целей измеряют электрические параметры элементов (конденсаторов, резисторов и т. д.), проверяют режимы блоков, узлов и всей установки, снимают различные характеристики. Полученные количественные значения измеренных величин сопоставляют с приведенными в описаниях, спецификациях и на схемах, определяют причину и место неисправности и устраняют ее.

Производство радиоаппаратуры и особенно ее разработка сопровождаются непрерывными измерениями, так как рассчитанная схема всегда нуждается в практической проверке, а ее элементы в соответствующей подгонке. Приемо-сдаточные испытания различных радиотехнических объектов в основном представляют собой тщательно выполняемые измерения.

Измерения выполняются с помощью специальных технических средств, предназначенных для этой цели, которые называются *средствами измерений*.

В технике радиосвязи, радиовещания и телевидения все виды измерений можно разбить на измерения:

параметров сигналов — тока, напряжения, мощности, частоты, модуляции, формы, фазового сдвига, отношения сигнал/шум, напряженности электромагнитного поля;

параметров радиотехнических устройств — усиления, ослабления, отражения, согласования, искажения сигнала, входного (выходного) сопротивления;

характеристик узлов и аппаратуры — частотных, амплитудных, модуляционных, временных;

параметров элементов — сопротивлений резисторов, емкостей конденсаторов, индуктивностей и взаимоиндуктивностей одиночных и связанных катушек индуктивности и трансформаторов, полных сопротивлений двухполюсников

и поверку средств измерений.

Измерения некоторых из перечисленных величин встречаются в курсе электрических измерений, но там они выполняются на постоянном токе или токе промышленной частоты (50 или 400 Гц). Радиотехнические измерения выполняются на переменном токе во всем диапазоне частот, используемом в радиотехнике, т. е. от долей герца до десятков гигагерц.

Широкий диапазон частот, большие пределы значений измеряемых величин, многообразие условий, в которых выполняются измерения, являются характерными особенностями радиотехнических измерений. Вследствие этих особенностей применяются различные методы и способы измерений и значительное число различных средств измерений.

Измерения, где бы и кем бы они не выполнялись, всегда должны быть достоверными, а их результаты — сопоставимыми. Единство измерений и единообразие средств измерений в стране обеспечивает Метрологическая служба СССР. В Министерстве связи СССР, как и в других министерствах, имеется ведомственная метрологическая служба. Основные задачи предприятий и организаций по метрологическому обеспечению определяются приказами министра связи СССР.

Метрологическую службу СССР возглавляет Государственный комитет СССР по стандартам. В его подчинении находятся научно-исследовательские институты и сеть республиканских и областных лабораторий государственного надзора. Основоположником отечественной метрологической службы был великий русский ученый Дмитрий Иванович Менделеев. В 1893 г. он возглавил и до конца жизни руководил организованной по его инициативе Главной палатой мер и весов — ныне научно-производственное объединение «Всероссийский научно-исследовательский институт метрологии им. Д. И. Менделеева» (ВНИИМ), г. Ленинград.

Промышленность выпускает большое количество первоклассных радиоизмерительных приборов для обеспечения растущих потребностей хозяйства связи и других областей народного хозяйства в точных измерениях. В этих приборах широко применяются полупроводниковые приборы, микросхемы и интегральные схемы, новые принципы конструирования. На этой базе интенсивно обновляется парк радиоизмерительной аппаратуры общего применения. Однако большое число приборов, снятых с производства, находится и еще длительное время будет находиться в эксплуатации.

Основными направлениями развития радиоизмерительной аппаратуры для Единой автоматизированной сети связи СССР, радиовещания и телевидения в настоящее время являются: автоматизация и убыстрение процессов измерения с одновременным повышением точности; выполнение измерений без перерыва связи или передачи радио- и телевизионных программ; улучшение технических и эксплуатационных характеристик приборов за счет внедрения новой элементной базы и повышение их надежности. Реализация этих направлений обеспечивает повышение эффективности и качества измерений, а вместе с тем, эффективности и качества радиосвязи, радиовещания и телевидения.

В.2. СОДЕРЖАНИЕ И ЗАДАЧИ ПРЕДМЕТА

Предмет радиотехнических измерений, в соответствии с программой, включает следующие разделы: основные метрологические понятия; краткие сведения о погрешностях измерений, способах их учета и уменьшения влияния на результаты измерения; измерение тока, напряжения и мощности в широком диапазоне частот; изучение генераторов измерительных сигналов; электронные осциллографы; измерение фазового сдвига, частоты и интервалов времени; измерение параметров модуляции, нелинейных искажений; измерения в радиотехнических цепях с сосредоточенными и распределенными параметрами; измерения напряженности электромагнитного поля и радиопомех.

Предмет изучается на классных и практических занятиях, а навыки работы с приборами и оценки погрешностей измерений приобретаются в процессе лабораторных работ. В результате усвоения этого курса учащиеся должны овладеть главными методами измерений основных радиотехнических величин, понять принципы работы радиоизмерительных приборов, свободно читать принципиальные схемы и понимать протекающие в приборах физические процессы, правильно выбрать в каждом конкретном случае наиболее подходящий метод, способ и прибор, самостоятельно выполнить измерение и оценить погрешность полученного результата.

Базовыми предметами для радиотехнических измерений являются: электротехника и электрические измерения, электронные приборы, электронные усилители, основы радиотехники, автоматика и вычислительная техника. Хорошее знание этих предметов обеспечивает свободное понимание и твердое усвоение курса радиотехнических измерений в отведенное учебным планом время.

В.3. ОСНОВНЫЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ПОНЯТИЯ

Метрология — наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности. Единообразие результатов измерений обеспечивается регламен-

тированными требованиями к характеристикам измерительных приборов и их поверками. Важнейшую роль играют *единицы измерения*, система которых устанавливается законодательным порядком. В СССР принята «Международная система единиц» (система СИ), в основу которой положены семь основных единиц: длины — метр (м), массы — килограмм (кг), времени — секунда (с), силы электрического тока — ампер (А), термодинамической температуры — кельвин (К), силы света — кандела (кд), количества вещества — моль (моль). На базе основных единиц определены производные для всех отраслей науки и техники. В нашем курсе будут использоваться следующие единицы электрических величин: количества электричества — кулон (Кл), напряжения, потенциала, ЭДС — вольт (В), напряженности электрического поля — вольт на метр (В/м), электрического сопротивления — ом (Ом), электрической проводимости — сименс (См), емкости — фарада (Ф), индуктивности — генри (Гн), частоты — герц (Гц), энергии, работы, количества теплоты — джоуль (Дж), мощности — ватт (Вт).

Для относительного определения усиления, ослабления, уровня сигнала к помехе, несогласованности тракта передачи, неравномерности характеристик широко используется удобная безразмерная единица, основанная на десятичном логарифме отношения величин — *децибел* (дБ). По определению

$$1 \text{ дБ} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ при } \frac{P_2}{P_1} = 10^{\frac{1}{10}} = 1,259,$$

где P_1 и P_2 — сравниваемые мощности или другие энергетические величины;

$$1 \text{ дБ} = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} = 20 \lg \frac{I_2}{I_1} \text{ при } \frac{I_2}{I_1} = 10^{\frac{1}{20}} = 1,12,$$

где U и I — напряжение и ток или другие «силовые» величины.

Изменение коэффициента «10» на коэффициент «20» при переходе от энергетических величин к силовым объясняется так. Напишем выражение для мощности через напряжение или ток: $P = U^2/R$ или $P = I^2 R$; подставим одно из них в формулу, определяющую децибел по отношению мощностей:

$$10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg (U_2^2/R_2 : U_1^2/R_1) = 10 \lg \frac{U_2}{U_1} + 10 \lg \frac{U_2}{U_1} - 10 \lg \frac{R_1}{R_2}.$$

При равенстве сопротивлений R_1 и R_2 $10 \lg \frac{R_1}{R_2} = 0$, поэтому

$$10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}.$$

Если отношение величин больше единицы, децибелы положительные, если меньше — отрицательные. Для удобства перевода отношений мощностей и напряжений (токов) в децибелы и обратно используются специальные таблицы.

Полезно запомнить несколько соотношений часто встречающихся в радиотехнической практике:

Отношение напряжений (токов)	$\sqrt{2}$	2	3,16	10	100	1000
Отношение мощностей	2	4	10	100	10^4	10^6
Децибел	3	6	10	20	40	60

Зная, что логарифмический метод сводит умножение и деление к сложению и вычитанию, легко найти другие соотношения.

Примеры: 1. На вход усилителя низкой частоты подается напряжение 10 мВ; на выходе получается 0,5 В. Определить коэффициент усиления в децибелах.

$$K = 20 \lg \frac{500}{10} = 20 \lg 50 = 20 \lg 100 - 20 \lg 2 = 40 - 6 = 34 \text{ дБ.}$$

2. На вход отрезка кабеля типа РК-1 приложено напряжение 1 В, частота которого 100 МГц. Определить напряжение на выходе кабеля, если его затухание α на данной частоте составляет $\alpha = -0,096$ дБ/м, а длина отрезка l равна 42 м. Волновое сопротивление кабеля и сопротивление нагрузки согласованы.

Ослабление, вносимое кабелем, $A = \alpha l = -0,096 \cdot 42 = -4$ дБ; -4 дБ $= -(10 - 6)$ дБ. Из приведенной таблицы следует, что 10 дБ соответствует отношению напряжений 3,16, а 6 дБ — 2. Отсюда следует, что -4 дБ соответствует отношению $2/3,16 = 0,63$ и напряжение на выходе кабеля равно 0,63 В.

Существует безразмерная единица, основанная на натуральном логарифме — непер (Нп); 1 Нп = 8,686 дБ; 1 дБ = 0,115 Нп. Единица непер в настоящее время не применяется.

Метрологические термины и определения устанавливаются ГОСТ и обязательны к употреблению при выполнении измерений.

Средства измерений — технические устройства, предназначенные для измерений и имеющие нормированные свойства. К средствам измерений относятся: *мера* — устройство, предназначенное для хранения и воспроизведения единицы измерения; *эталон* — устройство (комплекс устройств), обеспечивающее хранение и воспроизведение единицы измерения с наивысшей точностью; *измерительный преобразователь* — устройство, предназначенное для преобразования измеряемой величины в сигнал измерительной информации, удобный для дальнейшего преобразования, передачи и обработки, но недоступный непосредственному восприятию наблюдателя.

Измерительный прибор — устройство, предназначенное для преобразования измеряемой величины в сигнал измерительной информации, доступный восприятию наблюдателя. Измерительный прибор состоит из одного или нескольких преобразователей и отсчетного или регистрирующего устройства. Основными свойствами радиоизмерительных приборов являются: погрешность (класс точ-

ности), пределы измеряемой величины, диапазон частот, входное (выходное) сопротивление, чувствительность, быстродействие, надежность.

Истинное значение измеряемой величины — значение, свободное от погрешности.

Действительное значение измеряемой величины — значение, полученное в результате измерения и настолько приближающееся к истинному значению, что для данной цели может быть использовано вместо него.

Процесс измерения заключается в сравнении измеряемой величины с единицей измерения. В результате измерения получают число, показывающее, сколько единиц измерения содержится в измеренной величине.

Прямое измерение — измерение, при котором значение измеряемой величины находят непосредственно по показаниям прибора.

Косвенное измерение — измерение, при котором значение искомой величины находят расчетным путем на основании известной зависимости между искомой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям (например, определение сопротивления цепи по измеренным значениям тока и напряжения).

Метод измерения — совокупность приемов использования принципов и средств измерений.

Метод непосредственной оценки — метод измерения, в котором значение величины определяют непосредственно по отсчетному устройству прибора прямого действия.

Метод сравнения — метод измерения, в котором измеряемую величину сравнивают с величиной, воспроизводимой мерой. Метод сравнения практически применяется в трех разновидностях: дифференциальный метод, в котором определяют разность между значениями измеряемой X и известной Y величин: $\Delta = X - Y$, откуда $X = Y + \Delta$;

нулевой метод, в котором разность значений доводят до нуля и $X = Y$;

метод замещения, в котором измеряемую величину, включенную в измерительное устройство, заменяют известной величиной без нарушения режима устройства.

Метод сравнения обеспечивает высокую точность.

Меры и измерительные приборы разделяются на образцовые и рабочие. Первые служат для поверки вторых. Погрешность образцовых средств должна быть, по крайней мере, в 3 раза меньше погрешности поверяемых.

В.4. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Погрешностью называется отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины. Погрешность возникает вследствие несовершенства метода измерения — *методическая*, неисправности или неправильной установки измеритель-

ного прибора — *инструментальная*, недостаточного внимания или умения оператора — *субъективная*. Измерения выполняются в некоторых условиях, которые определяются величинами, не измеряемыми прибором, но влияющими на его показания. К таким влияющим величинам относятся: температура, влажность и давление окружающего воздуха; колебания напряжения или частоты электрической сети, питающей измерительный прибор; наличие сильного внешнего электромагнитного поля. Погрешность называется *основной*, если влияющие величины находятся в пределах значений, при которых прибор градуировался, и *дополнительной*, если одна из влияющих величин отклоняется от нормального значения или выходит за пределы нормальной области значений. Любая погрешность состоит из двух составляющих — систематической и случайной.

Систематическая погрешность в процессе повторных измерений остается постоянной или изменяется по некоторому закону. В обоих случаях она легко обнаруживается и может быть исключена из результата измерения.

Случайная погрешность при повторных измерениях одной и той же величины одним и тем же прибором изменяется случайным образом. Иногда случается *грубая погрешность*, возникающая вследствие ошибки оператора, сильной внешней помехи и т. д. Значение с грубой погрешностью учитывать не следует.

Точностью измерения называют качество измерения, отражающее близость полученного результата к истинному значению. Истинное значение неизвестно, поэтому вместо него принимают действительное значение, которое равно среднему арифметическому, полученному в результате нескольких измерений, выполненных в неизменных условиях. Например, при десяти измерениях напряжения получили следующие показания вольтметра:

Номер измерения	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Показание, В	105	103	97	99	101,5	98	102	104	100	100,5

Среднее арифметическое находится по формуле

$$A = (a_1 + a_2 + \dots + a_i + \dots + a_n) / n = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n a_i \quad (B.1)$$

где $i = 1, 2, 3, \dots$ — номер единичного измерения, a_i — показание, n — число измерений.

Подставляя в (B.1) данные из нашего примера, находим действительное значение напряжения $U = 101$ В.

Для количественной оценки погрешностей введены понятия абсолютной, относительной и приведенной погрешностей. *Абсолютная погрешность* Δ равна разности между измеренным $A_{\text{изм}}$ и действительным A значениями измеряемой величины и выражается в единицах последней:

$$\Delta = A_{\text{изм}} - A. \quad (B.2)$$

Относительная погрешность равна отношению абсолютной погрешности к измеренному значению или действительному:

$$\delta = (\Delta/A_{\text{изм}}) \cdot 100 \approx (\Delta/A) \cdot 100, \% \quad (\text{В.3})$$

Относительная погрешность при неизменной абсолютной возрастает к началу шкалы, поэтому для повышения точности измерения нужно выбирать прибор с такими пределами, чтобы указатель при отсчете находился вблизи конечного значения шкалы. Для обеспечения этого требования многие приборы выпускаются с несколькими шкалами (многопредельные приборы).

Для сравнения приборов между собой введено понятие *приведенная погрешность*, которая равна отношению абсолютной погрешности к конечному значению шкалы:

$$\delta_{\text{пр}} = (\Delta/A_{\text{к}}) \cdot 100, \% \quad (\text{В.4})$$

Если прибор снабжен двусторонней шкалой с нулевой отметкой посередине, то за $A_{\text{к}}$ принимается арифметическая сумма обоих конечных значений.

Абсолютная и относительная погрешности многих приборов зависят от значения измеряемой величины. Для таких приборов пределы допустимой погрешности представляются в виде двух слагаемых — зависимого и независимого от измеряемой величины.

Абсолютная допустимая погрешность $\Delta = \pm (a + bA_{\text{изм}})$, где a — постоянная погрешность в единицах измеряемой величины, b — постоянное дробное число. Например, погрешность установки частоты генератора ГЗ-33 $\Delta_F = \pm (1 + 0,02F)$, Гц.

Относительная погрешность $\delta = \pm (c + 100a/A_{\text{изм}})$, %, или $\delta = \pm (c + dA_{\text{к}}/A_{\text{изм}})$, %, где c и d в процентах. Например, погрешность измерения постоянного напряжения вольтметром ВК7-10А/1 $\delta_U = \pm (0,1 + 0,01U_{\text{к}}/U_{\text{изм}})$, %.

Для измерительных приборов с дискретным счетом (цифровых) допускается и такое выражение предельной допустимой абсолютной погрешности: $\Delta = (b, \% \text{ от } A_{\text{изм}} + m \text{ ед. счета})$, где m — погрешность дискретности, выбирается из ряда чисел 0,5; 1; 2.

Предел допускаемой погрешности можно выражать и в децибелах: $\delta_{\text{дб}} = K \lg(1 + \delta)$, где $K=10$ при измерении напряжения или тока, $K=20$ при измерении мощности.

Следует отметить, что в силу особенностей радиотехнических измерений и различных требований к точности измерений погрешность радиоизмерительных приборов и измерений колеблется в значительных пределах. Например, относительная погрешность измерения частоты при использовании резонансных частотометров составляет 0,05—0,5%, а при использовании цифровых — $1 \cdot 10^{-7}$ и даже $1 \cdot 10^{-9}$. Погрешность измерения напряжения стрелочным вольтметром колеблется от 1,5 до 6%, а цифровыми — 0,05—1,0%. Погрешность измерения потока мощности прибором ПЗ-9 превышает 30%.

Рассмотрим способы уменьшения погрешностей и оценку результатов измерений. Систематические погрешности уменьшаются (исключаются) следующими способами: установкой указателя в нулевое положение перед началом измерения и проверкой этого положения в процессе измерения; использованием поправок или поправочных множителей, полученных при поверке данного прибора; проверкой некоторых точек шкалы прибора по образцовым сигналам; калибровкой показаний по внутренним сигналам, предусматриваемым в сложных приборах; размещением прибора в экранированном помещении. Используя подобные способы, будем считать, что систематические погрешности устранены и на результат измерения влияют только случайные.

Случайные погрешности уменьшают путем выполнения ряда единичных измерений измеряемой величины в одних и тех же условиях. Действительное значение вычисляют по (В.1). Чем больше число единичных измерений n , тем ближе действительное значение к истинному. Однако практически n выбирают в пределах 10—20.

Располагая действительным значением A и показанием при единичном измерении a_i , можно вычислить абсолютную погрешность каждого из них: $\Delta_i = a_i - A$. Воспользуемся примером на стр. 10 и определим Δ_i :

Номер измерения	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Абсолютная погрешность Δ , В	4	2	—4	—2	0,5	—3	1	3	—1	—0,5

Заметим, что при правильном выполнении вычислений сумма абсолютных погрешностей всех единичных измерений равна нулю:

$$\sum_{i=1}^n \Delta_i = 0.$$

Для оценки случайной погрешности единичного измерения введено понятие *среднеквадратического отклонения* (погрешности) σ , которое вычисляется по следующей формуле:

$$\begin{aligned} \sigma &= \sqrt{(\Delta_1^2 + \Delta_2^2 + \dots + \Delta_i^2 + \dots + \Delta_n^2)/(n-1)} = \\ &= \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n \Delta_i^2\right)/(n-1)}, \end{aligned} \quad (\text{В.5})$$

а для оценки случайной погрешности результата измерения, т. е. действительного значения, аналогично:

$$\sigma_{\text{рез}} = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n \Delta_i^2\right)/[n(n-1)]}. \quad (\text{В.6})$$

Оценим случайные погрешности рассмотренного выше примера. Подставляя абсолютные погрешности каждого измерения в (В.5), найдем среднеквадратическую погрешность единичного измерения $\sigma = 2,6$ В. Среднеквадратическая погрешность результата измерения, согласно (В.6), $\sigma_{\text{рез}} = 0,83$ В. Результат измерения напряжения следует записать так: $U = 101 \pm 1$ В.

Максимальная допустимая погрешность единичного измерения принимается равной 3σ (иногда 2σ); если погрешность превышает это значение, то считается грубой погрешностью и такое показание отбрасывается.

Погрешности нужно суммировать в том случае, если общая погрешность определяется частными: например, погрешность измерительного прибора, в состав которого входят измерительные преобразователи, встроенные измерители других величин и т. д., определяется погрешностями этих узлов.

Систематические погрешности суммируются алгебраически. Случайные, если они независимы друг от друга, — геометрически, а если зависимы — алгебраически.

Погрешности косвенных измерений определяются через погрешности прямых измерений. Способ вычисления результирующей погрешности зависит от вида функциональной связи искомой величины с величинами, подвергаемыми прямым измерениям. Общие правила вычислений выводятся методом дифференциального исчисления. Мы рассмотрим несколько примеров типичных функциональных зависимостей.

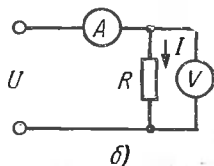
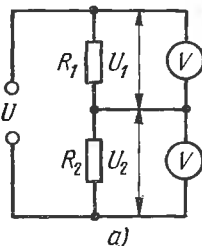


Рис. В.1. К определению погрешностей косвенных измерений

1. Искомая величина зависит от суммы измеряемых прямым методом величин. Напряжение на двух резисторах (рис. В.1а) измеряется одним вольтметром. Напряжение на первом резисторе оказалось равным U_1 с погрешностью ΔU_1 и на втором — U_2 с погрешностью ΔU_2 . Общее напряжение $U = U_1 + U_2$. Погрешности косвенного измерения: абсолютная $\Delta U = \pm \sqrt{\Delta U_1^2 + \Delta U_2^2}$; относительная $\delta_U = \pm \Delta U / U = \pm \sqrt{\Delta U_1^2 + \Delta U_2^2} / (U_1 + U_2)$.

2. Искомая величина зависит от произведения двух величин. Например, нужно определить мощность постоянного тока $P = UI$, потребляемую резистором R (рис. В.1б), по прямым измерениям тока и напряжения. Погрешности прямых измерений ΔU и ΔI . Погрешности косвенного измерения: абсолютная $\Delta P = \pm \sqrt{I^2 \Delta U^2 + U^2 \Delta I^2}$; относительная $\delta_P = \pm \frac{\Delta P}{P} = \pm \sqrt{(\Delta U / U)^2 + (\Delta I / I)^2}$.

3. Определенная величина зависит от частного двух других. Например, сопротивление постоянному току резистора по измеренным значениям тока и напряжения с погрешностями прямых измерений ΔU и ΔI . Сопротивление резистора $R = U/I$; абсолютная погрешность $\Delta R = \pm \sqrt{(\Delta U/I)^2 + (U \Delta I/I^2)^2}$; относительная $\delta_R = \pm \sqrt{(\Delta U/U)^2 + (\Delta I/I)^2}$. Общие формулы для рассмотренных зависимостей и многих других можно найти в [5, с. 27].

В.5. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Электронные радиоизмерительные приборы классифицируются по многим признакам: по принципу действия — аналоговые, цифровые; по частотному диапазону — низкочастотные, высокочастотные; по методу измерения — прямого действия, сравнения; по способу представления измерительной информации — показывающие, регистрирующие, самопишущие, печатающие; по конструктивным особенностям — переносные, стационарные; по условиям эксплуатации; точности и другим признакам.

Согласно ГОСТ 15094—69 все радиоизмерительные приборы и меры электрических величин для них классифицируются по виду измеряемых величин и характеру измерений. Они делятся на 20 подгрупп; в каждой подгруппе имеется несколько видов приборов; каждый вид содержит несколько типов. Подгруппа обозначается прописной буквой русского алфавита, вид — арабской цифрой, тип — порядковым номером модели.

Классификация предусматривает следующие подгруппы приборов (в алфавитном порядке): А — приборы для измерения силы тока; Б — источники питания для измерений и радиоизмерительных приборов; В — приборы для измерения напряжения; Г — генераторы измерительные; Д — аттенюаторы и приборы для измерения ослаблений; Е — приборы для измерения параметров компонентов цепей с сосредоточенными постоянными; И — приборы для импульсных измерений; К — комплексные измерительные установки; Л — приборы общего применения для измерения параметров электронных приборов; М — приборы для измерения мощности; П — приборы для измерений напряженности поля и радиопомех; Р — приборы для измерения параметров элементов и трактов с распределенными постоянными; С — приборы для наблюдения, измерения и исследования формы сигналов и спектра; У — усилители измерительные; Ф — приборы для измерения фазового сдвига и группового времени запаздывания; Х — приборы для наблюдения и исследования характеристик радиоустройств; Ч — приборы для измерения частоты и времени; Ш — приборы для измерения электрических и магнитных свойств материалов; Э — измерительные устройства коаксиальных и волноводных трактов; Я — блоки радиоизмерительных приборов.

Комбинированные приборы, предназначенные для измерения нескольких величин, обозначаются в соответствии с их основным назначением путем добавления к обозначению вида буквы «К». Модернизированные и усовершенствованные приборы сохраняют свое прежнее обозначение, но после номера модели добавляется прописная буква русского алфавита: А — первая модернизация, Б — вторая и т. д. При конструктивной модификации ее порядковый номер обозначается арабской цифрой через дробь. Например, ВК7-10А/1 — универсальный комбинированный вольт-омметр, модернизированный и модифицированный. Полная классификация приведена в [5, с. 419].

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что называется измерением и в чем состоит процесс измерения?
2. В чем заключаются особенности радиотехнических измерений?
3. Чем отличается косвенное измерение от прямого?
4. Объясните, почему метод сравнения обеспечивает большую точность измерения, чем метод непосредственной оценки?
5. Что называется погрешностью измерения и как она выражается для количественной оценки?
6. Сформулируйте определение основной и дополнительной погрешностей.
7. Прочтите и объясните формулу (В.6).

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

1.1. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Напомним основные определения и соотношения для некоторых форм переменного периодического напряжения (тока), представленных в табл. 1.1.

Мгновенное значение сигнала (напряжения, тока) — значение в заданный момент времени; мгновенное значение можно наблюдать на экране осциллографа и определять по осциллограмме.

Период — параметр T , равный наименьшему интервалу времени, через который повторяются мгновенные значения периодического сигнала.

Частота — параметр f (или F), обратный периоду: $f = 1/T$.

Амплитуда U_m — максимальное (минимальное) значение синусоидального сигнала за период. Если форма сигнала несинусоидальна, то максимальное (минимальное) значение называют «пиковым отклонением вверх» $U_{вв}$ («вниз» $U_{вн}$).

Размах сигнала — разность между максимальным и минимальным значениями. Для синусоидального сигнала $U_{раз} = U_m - (-U_m) = 2U_m$; для несинусоидального $U_{раз} = U_{вв} - (-U_{вн}) = U_{вв} + U_{вн}$.

Максимальное значение сигнала импульсной формы называют «высотой» импульса и обозначают символом A_m .

Среднее значение сигнала за период (постоянная составляющая) вычисляется по формуле

$$U_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad (1.1)$$

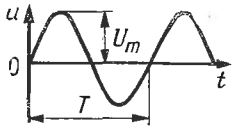
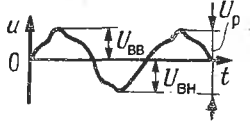
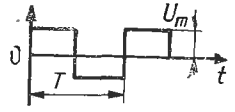
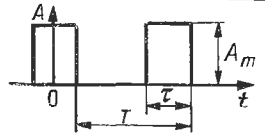
и численно равно алгебраической сумме площадей, образованных кривой сигнала за период и осью абсцисс.

Средневыпрямленным значением сигнала является среднее значение модуля сигнала за период:

$$U_{ср.в} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt. \quad (1.2)$$

Среднеквадратическое значение (действующее) вычисляется по формуле

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}, \quad (1.3)$$

Форма сигнала	Графическое изображение	$U_{\text{ср}}$	$U_{\text{ср.в}}$	U	K_a	K_{Φ}
Синусоидальная		0	$0,636 U_m$	$0,707 U_m$	1,41	1,11
Несинусоидальная		0				
Меандр		0	U_m	U_m	1,0	1,0
Треугольная		$0,5 U_m$		$0,578 U_m$	1,73	1,15
Последовательность импульсов		$k_3 A_m$	$k_3 A_m$	$\sqrt{k_3} A_m$	$\frac{1}{\sqrt{k_3}}$	$\frac{1}{\sqrt{k_3}}$

$k_3 = \tau/T$ — коэффициент заполнения.

т. е. оно равно корню квадратному из среднего значения квадрата напряжения (тока). Если периодический сигнал несинусоидальной формы представлен через свои составляющие (гармоники), действующие значения которых $U_1, U_2, U_3, \dots$, то среднеквадратическое значение всего сигнала определяется по формуле

$$U = \sqrt{U_{\text{ср}}^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots}$$

Между амплитудными, средневыврямленными и среднеквадратическими значениями имеются связи, определяемые через коэффициенты амплитуды и формы. Коэффициент амплитуды равен отношению амплитудного значения к среднеквадратическому:

$$K_a = U_m/U = U_m \left/ \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \right.$$

Коэффициент формы равен отношению среднеквадратического значения к средневыврямленному:

$$K_f = U/U_{\text{ср.в}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \left/ \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt \right.$$

Вольтметры и амперметры, кроме предназначенных для измерения импульсов, градуируются в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения (тока). Зная коэффициенты амплитуды и формы, легко вычислить остальные значения: $U_m = U K_a$; $U_{\text{ср.в}} = U/K_f$, где U — показание вольтметра.

Импульсные вольтметры градуируют в максимальных значениях, т. е. их показания соответствуют высоте импульса A_m , выраженной в вольтах. Если нужно узнать средневыврямленное и среднеквадратическое значения импульсной последовательности, то они определяются соответственно: $A_{\text{ср.в}} = A/K_f = A_m/(K_a K_f)$; $A = A_m/K_a$.

1.2. ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА

Общие сведения

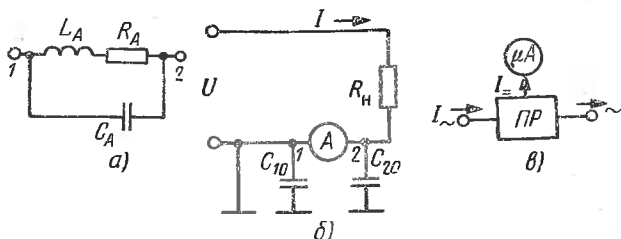
Прибор для измерения тока — амперметр — включают последовательно в разрыв измеряемой цепи.

Амперметр любой системы можно представить в виде следующей эквивалентной схемы (рис. 1.1а), где L_A , C_A и R_A — индуктивность, емкость и активное сопротивление внутренней цепи амперметра. Очевидно, что включение амперметра в измеряемую цепь окажет на нее параметрическое и энергетическое влияния. Параметрическое влияние тем значительнее, чем выше частота и больше L_A и C_A , энергетическое — чем больше R_A , так как при этом возрастает потребление мощности от измеряемой цепи.

Следует иметь в виду, что между зажимами амперметра 1, 2 и землей существуют паразитные емкости C_{10} и C_{20} (рис. 1.1б), через которые возможна утечка измеряемого тока, возрастающая с повышением частоты. Для уменьшения утечки амперметр следует включать в месте наименьшего потенциала относительно земли.

Рис. 1.1. Измерение тока высокой частоты:

а) эквивалентная схема амперметра; б) включение амперметра; в) структурная схема амперметра с преобразованием



Амперметры, предназначенные для измерения токов высокой частоты, должны иметь минимальные параметры L_A и C_A , а сопротивление R_A , по крайней мере, в 100 раз меньше сопротивления измеряемой цепи. Следовательно, электромагнитные, электродинамические и индукционные амперметры принципиально непригодны для измерения высокочастотных токов как имеющие катушки со значительными индуктивностями и межвитковыми емкостями.

Измеряемый ток высокой частоты сначала преобразовывают в постоянный, который измеряют магнитоэлектрическим индикатором — микро- или миллиамперметром. Преобразование осуществляют либо за счет теплового действия тока, либо путем его выпрямления. Поэтому высокочастотные амперметры представляют собой совокупность преобразователя и индикатора (рис. 1.1в) и называются термоамперметрами или выпрямительными амперметрами соответственно.

Термоамперметры

Термоамперметр состоит из термоэлектрического преобразователя и магнитоэлектрического индикатора, шкалу которого градуируют в значениях измеряемого тока. Термоэлектрический преобразователь представляет собой тонкую проволочку из тугоплавкого металла, называемую нагревателем, и одну или несколько термопар, приваренных к его середине. Такой термопреобразователь называется *контактным* (рис. 1.2а). При прохождении по нагревателю измеряемого тока в термопаре возникает термоЭДС E_T , пропорциональная разности температур в месте контакта с нагревателем и внешних концов термопары. Индикатор присоединен к этим концам и по нему потечет ток

$$I_H = E_T / (R_T + R_H), \quad (1.4)$$

где R_T и R_H — сопротивления термопары и индикатора соответственно.

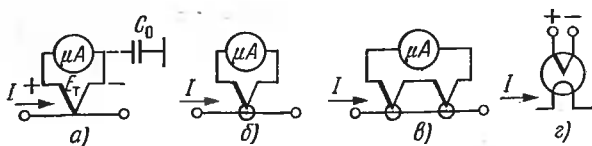


Рис. 1.2. Термоамперметры

а) с контактным термоэлектрическим преобразователем; б) с бесконтактным преобразователем; в) последовательное соединение термопар; г) вакуумный бесконтактный термоэлектрический преобразователь

Разность температур пропорциональна квадрату измеряемого тока, следовательно,

$$E_{\tau} = aI^2, \quad (1.5)$$

где a — коэффициент, зависящий от материала проводников термопары.

Подставляя (1.5) в (1.4), получаем

$$I_{\text{и}} = \frac{a}{R_{\text{т}} + R_{\text{и}}} I^2. \quad (1.6)$$

Из выражения (1.6) следует, что

шкалу индикатора можно градуировать в единицах измеряемого тока;

показания термоамперметров пропорциональны квадрату действующего значения измеряемого тока, поэтому его шкала неравномерна, сжата в начале.

Недостатком контактного термопреобразователя является наличие гальванической связи измеряемой цепи с индикатором и вследствие этого, тока утечки через паразитную емкость C_0 корпуса индикатора на землю (рис. 1.2а). С повышением частоты емкостное сопротивление уменьшается, ток утечки возрастает и возникает дополнительная погрешность.

В бесконтактном преобразователе (рис. 1.2б) нагреватель и термопара скреплены с помощью диэлектрической бусинки и гальваническая связь измеряемой цепи с индикатором отсутствует. Чувствительность термопреобразователя такой конструкции ниже, чем контактного, но верхний предел рабочих частот выше. Для повышения чувствительности бесконтактного преобразователя включают несколько термопар последовательно (рис. 1.2в).

Широко используются вакуумные термопреобразователи, у которых нагреватель и термопара помещены в стеклянный баллончик с давлением воздуха $133 \cdot (10^{-5} \div 10^{-6})$ Па. Это позволяет применять для нагревателей микропровода, за счет чего возрастает чувствительность преобразователя и расширяется частотный диапазон (рис. 1.2г).

Погрешность измерения тока термоамперметром зависит от погрешности градуировки шкалы индикатора и изменения температуры окружающей среды и частоты измеряемого тока. В качестве индикаторов применяют микро- или миллиамперметры

магнитоэлектрической системы классов точности 0,5 и 1,0. При изменении температуры изменяются сопротивление нагревателя и значение термоЭДС. Возникающая при этом температурная погрешность у некоторых термоамперметров достигает $\pm 2,5\%$ на $\pm 10^\circ\text{C}$. При изменении температуры окружающей среды во время измерений нужно проверять установку стрелки индикатора на нулевую отметку и корректировать ее. Частотная погрешность появляется за счет изменения сопротивления нагревателя вследствие поверхностного эффекта и реактивных паразитных параметров нагревателя L_n и C_n .

Главными достоинствами термоамперметров являются: градуировка шкалы, выполненная на синусоидальном токе, остается верной при измерении тока любой формы; широкий диапазон рабочих частот (20 Гц — 100 МГц и более). К недостаткам относятся: тепловая инерция — время успокоения указателя до 6 с; значительная потребляемая мощность; малая надежность; недопустимость даже кратковременной перегрузки. Несмотря на эти недостатки, термоамперметры широко применяются в радиотехнических измерениях, так как, по существу, они являются единственными приборами для прямого измерения токов высокой частоты.

Термоамперметры характеризуются сопротивлением нагревателя (от десятых долей ома до сотен ом), максимальным значением измеряемого тока (от 1,5 до 1000 мА), верхним пределом рабочих частот (от 100 до 2 МГц) и погрешностью (от 1,5 до 4%).

Можно применять термоамперметры и на более высоких частотах, но при этом нужно помнить, что возникает дополнительная частотная погрешность, обычно указываемая в паспорте прибора.

Термоамперметры обозначаются буквой «Т» и номером модели: Т15, Т19 и т. д.

Выпрямительные амперметры

Выпрямительный амперметр состоит из преобразователя переменного тока в пульсирующий с помощью кремниевых или германиевых диодов и магнитоэлектрического индикатора, измеряющего его постоянную составляющую.

Простейшая схема выпрямительного миллиамперметра приведена на рис. 1.3а. Здесь происходит однополупериодное выпрямление диодом D_1 во время положительного полупериода измеряемого тока. При отрицательном полупериоде ток проходит по защитной ветви R_2 , D_2 , где $R_2 = R_n$, а диоды с одинаковыми параметрами. Эта ветвь необходима для защиты диода D_1 от пробоя полным напряжением во время отрицательного полупериода, когда он закрыт, и сохранения равенства сопротивления амперметра R_A между зажимами 1, 2 при обоих направлениях измеряемого тока:

$$R_A = R_{D_1} + R_n = R_{D_2} + R_2,$$

где R_D — сопротивление открытого диода.

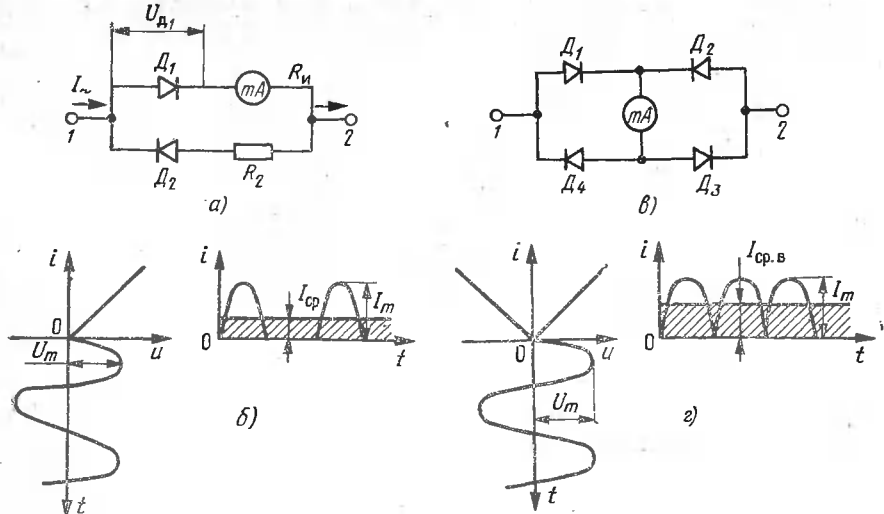


Рис. 1.3. Схемы выпрямительных амперметров и эпюры токов и напряжений: а), б) при однополупериодном выпрямлении; в), г) при двухполупериодном выпрямлении

Выпрямленный ток проходит через индикатор, указатель которого даст отклонение, пропорциональное среднему значению пульсирующего тока (рис. 1.3б). Согласно (1.1) среднее значение при измерении тока синусоидальной формы будет равно

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt = -\frac{I_m}{T\omega} \left| \cos \omega t \right|_0^{T/2} = \frac{2I_m T}{T \cdot 2\pi} = \frac{I_m}{\pi} = 0,318 I_m.$$

Двухполупериодная схема выпрямления (рис. 1.3в, г) вдвое чувствительнее однополупериодной, так как средневыврямленное значение тока согласно (1.2) $I_{cp,в} = 2I_m/\pi = 0,636 I_m$.

Сопротивление амперметра между зажимами 1, 2 составляет $R_A = 2R_d + R_{и}$.

Как уже было сказано, шкалы амперметров градуируются в среднеквадратических значениях синусоидального тока, т. е. числовое значение отклонения умножается на $K_{\phi} = 1,11$. Коэффициент формы различен для разных форм тока (см. табл. 1.1), поэтому показание выпрямительного амперметра при измерении тока несинусоидальной формы будет неверным. Чтобы найти действующее значение измеряемого тока некоторой формы, нужно показание I сначала разделить на 1,11 — получим средневыврямленное значение измеряемого тока, а затем умножить его на коэффициент формы $K_{\phi x}$:

$$I_x = I K_{\phi x} / 1,11.$$

Рассмотрим несколько примеров.

1. Измеряется ток, имеющий форму меандра (табл. 1.1). Прибор показал 120 мА. Действующее значение измеряемого тока $I_x = 120/1,11 = 108$ мА, так как $K_{\phi x} = 1,0$. Без пересчета относительная погрешность равна $(120 - 108)/108 = 0,11$, или 11%.

2. Измеряется ток треугольной формы (табл. 1.1). Показание прибора 100 мА. Значение измеряемого тока $I_x = 100 \cdot 1,15/1,11 = 104$ мА. Относительная погрешность — 4%.

3. Найти действующее значение последовательности импульсов тока (табл. 1.1), коэффициент заполнения которой $k_s = 0,1$. Коэффициент формы такой последовательности $K_{\phi x} = 1/\sqrt{0,1} = 3,16$. Прибор показал 40 мА. $I_x = 40 \cdot 3,16/1,11 = 114$ мА. Нетрудно подсчитать, что высота импульсов равна 360 мА.

Основная погрешность выпрямительных амперметров составляет 1,5—4%, но дополнительная, в основном частотная, может значительно превзойти основную. Частотная погрешность обусловлена внутренней емкостью диодов, которая у точечных составляет 0,5—1,5 пФ, а у плоскостных достигает нескольких десятков пикофарад. Эта емкость шунтирует выпрямляющий контакт диода и с повышением частоты ток через него уменьшается. Для расширения верхней частотной границы применяют частотную коррекцию, например, по схеме рис. 1.4а. Здесь общее сопротивление

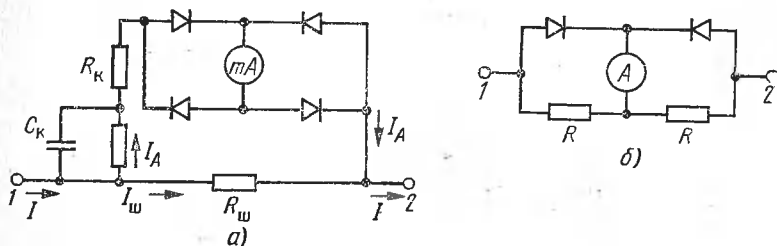


Рис. 1.4. Схемы выпрямительных амперметров:

а) с частотной коррекцией; б) с расширенными пределами измерения

корректирующей цепи R_K , C_K при повышении частоты уменьшается и ответвляющийся в выпрямительную схему ток I_A увеличивается. Такая компенсация расширяет рабочий диапазон частот до сотен килогерц. Резистор $R_ш$ является шунтом, расширяющим пределы измерения амперметра. Без шунта максимальный измеряемый ток определяется типом применяемых диодов. Существует схема выпрямления (рис. 1.4б), в которой каждый из диодов вместе с индикатором шунтируется резистором R . Сопротивление такого амперметра (между зажимами 1, 2) вычисляют по формуле

$$R_A = \frac{R(2R_D + 2R_n + R)}{R + R_n + R_D}.$$

Промышленность выпускает амперметры и миллиамперметры выпрямительной системы типа Ц4202, работающие в диапазоне частот от 30 до 20 000 Гц с пределами измерений от 0,1 до 1000 мА; класс точности 2,5.

Измерение больших токов

Расширение пределов измерения амперметров переменных токов звуковых и высоких частот выполняется с помощью измерительных трансформаторов тока (рис. 1.5а).

Измеряемый ток I протекает по первичной обмотке трансформатора, а амперметром измеряется ток I_A во вторичной обмотке. Если обозначить коэффициент трансформации $n = \omega_2 / \omega_1$, где ω_2 и ω_1 — число витков в соответствующей обмотке, то при $n > 1$ ток через прибор $I_A = I/n$. Одним прибором с пределом измерения 1 А и набором трансформаторов с $n = 2, 4, 6, 10, 15, 20, 30, \dots, 1000$ можно измерять ток от 2 до 1000 А.

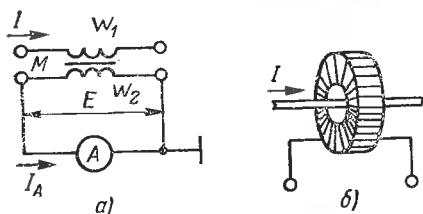


Рис. 1.5. Измерительный трансформатор тока:

а) принципиальная схема; б) конструкция

Конструкция трансформатора тока очень проста (рис. 1.5б). Первичная обмотка — стержень, два или несколько витков медной проволоки (шины) соответствующего сечения; вторичная — катушка тонкой проволоки, намотанная на ферромагнитный тороидальный сердечник. В сердечнике такой формы почти отсутствует рассеяние магнитного поля и КПД его близок к 1.

Определим частотные пределы применения трансформаторов тока. Электродвижущая сила, индуцируемая во вторичной обмотке, $E = I \omega M$. Ток через амперметр

$$I_A = E/Z_2 = I \omega M / \sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}, \quad (1.7)$$

где R_2 — сумма сопротивлений вторичной обмотки и прибора. Чтобы соотношение между токами в первичной и вторичной обмотках не зависело от частоты, необходимо иметь возможность в выражении (1.7) сократить ω . Эта возможность реализуется при условии, что $R_2 \ll \omega L_2$. Тогда из (1.7) получаем $I_A = IM/L_2$. Условие независимости коэффициента трансформации от частоты в уточненном виде имеет следующий вид: $R_2 \ll \omega_H L_2$, где ω_H — самая низкая частота, при которой измеряется ток.

Промышленность выпускает несколько типов трансформаторов тока, которые совместно с термоамперметрами обеспечивают измерения в пределах и частотном диапазоне, приведенных в табл. 1.2.

Тип прибора	Предел измерения, А	Номинальная область частот, кГц—МГц, прибора с трансформаторами тока типа		
		И106	И106/1	И107
Т19/1	1	5—15	—	—
	2,5	5—10	25—25	—
Т19	4	3—10	20—25	—
	6, 10	1—10	15—30	—
	15, 25	1—10	15—25	—
	40	0,1—10	—	—
	60	—	—	0,1—5
	100	—	—	0,1—2

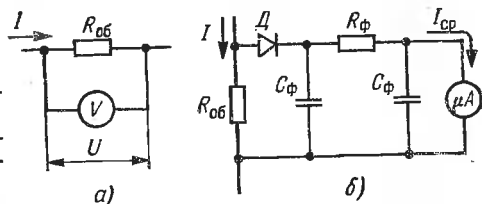
Косвенные измерения тока

В практике случается, что для измерения данного тока нет пригодного амперметра либо по пределу, либо по частоте. В таких случаях прибегают к косвенному методу, который заключается в измерении напряжения, падающего на известном сопротивлении.

В измеряемую цепь включают образцовый резистор $R_{обр}$ (рис. 1.6а), высокочастотным вольтметром с соответствующими характеристиками измеряют напряжение и вычисляют значение искомого тока по закону Ома: $I = U/R_{обр}$.

Рис. 1.6. К вопросу о косвенном измерении тока:

а) с помощью вольтметра; б) с помощью магнитоэлектрического микроамперметра



В случае, если нет подходящего вольтметра, к образцовому резистору нужно присоединить измерительную цепь, состоящую из выпрямительного диода, фильтра для пропускания высокочастотных составляющих выпрямленного тока и милли- или микроамперметра магнитоэлектрической системы (рис. 1.6б). Падение напряжения на образцовом резисторе $U_{обр} = IR_{обр}$ вызовет в измерительной цепи пульсирующий ток, среднее значение которого $I_{ср}$ вызовет отклонение указателя микроамперметра. Согласно (1.1) его значение равно

$$I_{ср} = \frac{I_m}{\pi} = \frac{U_m}{\pi(R_d + R_{\phi} + R_n)} = \frac{\sqrt{2} IR_{обр}}{\pi(R_d + R_{\phi} + R_n)},$$

откуда искомый ток $I = 2,22 I_{ср} (R_d + R_{\phi} + R_n) / R_{обр}$.

Сопротивление образцового резистора во всех случаях должно быть много меньше сопротивления измеряемой цепи.

1.3. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Общие сведения

Приборы для измерения напряжения — вольтметры — присоединяют параллельно участку цепи, на котором падает искомое напряжение. Следовательно, входное сопротивление вольтметра должно быть во много раз больше сопротивления этого участка. Это одно из основных требований к вольтметрам, используемым в радиотехнических измерениях.

Вторым требованием является широкий диапазон рабочих частот, на которых выполняется измерение, откуда следует, что входная емкость вольтметра должна быть возможно меньшей. Очевидно, что этим требованиям электромеханические вольтметры не удовлетворяют. Для радиотехнических измерений применяют преимущественно электронные вольтметры, а на низких частотах — выпрямительные.

Принцип действия электронных вольтметров переменного напряжения состоит в том, что измеряемое напряжение преобразуется в пропорциональное ему постоянное, которое измеряется индикатором постоянного тока. Основное отличие электронных вольтметров от электромеханических заключается в том, что показание индикатора появляется за счет тока электронных приборов (ламп, транзисторов), т. е. энергии источника питания вольтметра.

Электронные вольтметры по способу индикации разделяются на стрелочные и цифровые. У стрелочных вольтметров в качестве индикатора применяется магнитоэлектрический микроамперметр, шкала которого градуирована в единицах напряжения. У цифровых — светящееся табло, на котором высвечиваются арабские цифры.

По роду тока электронные вольтметры делятся на вольтметры постоянного тока, переменного тока, универсальные (измеряющие постоянное и переменное напряжения) и импульсного тока. Кроме того, имеются вольтметры, обладающие избирательными свойствами по частоте — селективные.

Электронные вольтметры переменного напряжения разделяются на линейные, у которых отклонение указателя пропорционально средневывпрямленному значению напряжения, квадратичные — отклонение пропорционально среднеквадратическому (действующему) значению и амплитудные — отклонение пропорционально амплитудному значению. Однако нужно иметь в виду, что *шкалу любого вольтметра градуируют в среднеквадратических значениях напряжения синусоидальной формы*. Исключение составляют вольтметры, предназначенные для измерения импульсных напряжений, шкала которых градуируется в амплитудных значениях.

Входная цепь электронного вольтметра может быть представлена следующей эквивалентной схемой (рис. 1.7а). Она состоит

из входной индуктивности $L_{вх}$, входной емкости $C_{вх}$ и входного сопротивления $R_{вх}$. Входная индуктивность $L_{вх} = L_1 + L_2$, где L_1 и L_2 — индуктивности проводов, соединяющих наружные зажимы 1, 2 с внутренними точками схемы 3, 4; r_1 и r_2 — активные сопротивления этих проводов. Входная емкость $C_{вх}$ — сумма всех емкостей, имеющих-ся на входе вольтметра: между зажимами 1, 2, между точками 3, 4, между проводами, соединяющими эти точки — 1, 3 и 2, 4 и т. д. Сопротивление $R_{вх}$ — активное входное сопротивление вольтметра, нагружающее источник измеряемого напряжения, т. е. отбирающее от него некоторую мощность.

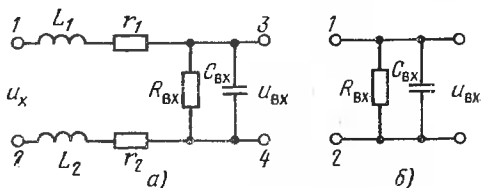


Рис. 1.7. Эквивалентная схема входной цепи вольтметра:

а) полная; б) упрощенная

На рис. 1.7а очевидно, что напряжение между точками 3, 4 $u_{вх}$ может быть как меньшим измеряемого напряжения u_x за счет падения напряжения на входных проводах, так и большим за счет явления резонанса во входной цепи, которая представляет собой колебательный контур. Следовательно, входные провода нужно выполнять возможно короче (1—2 см) и диаметр их должен быть 1—1,5 мм. Все же при любых размерах проводов их индуктивность совместно с входной емкостью определяет собственную резонансную частоту входной цепи: $f_{вх} = 1/2\pi \sqrt{L_{вх}C_{вх}}$.

Если частота f измеряемого напряжения равна собственной частоте входной цепи $f_{вх}$, то $u_{вх}$ будет в Q раз больше измеряемого напряжения: $u_{вх} = Qu_x$, где $Q = X/r$ — добротность входной цепи или отношение реактивного сопротивления к активному. Отсюда вытекает важнейшее правило: *измерять высокочастотное напряжение можно только таким вольтметром, собственная частота входной цепи которого во много раз выше частоты измеряемого напряжения.* Практически отношение между частотами должно удовлетворять следующему неравенству: $f_{вх}/f \geq 5$ или $f \leq f_{вх}/5$. При выполнении этого условия эквивалентную схему входной цепи можно представить в упрощенном виде (рис. 1.7б), так как в этом случае индуктивностью и сопротивлением проводов можно пренебречь.

Входное сопротивление $R_{вх}$ определяется мощностью, затрачиваемой на тепло во входной цепи вольтметра, и состоит из двух составляющих, соединенных параллельно: R_T — сопротивление, эквивалентное потерям на нагревание элементов входной цепи, и R_d — сопротивление, эквивалентное потерям в диэлектриках конструктивных материалов, образующих входную емкость $C_{вх}$. Сопротивление R_T определяется по известной формуле $R_T = U/I_{вх}$, где U — среднеквадратическое значение измеряемого напряжения на зажимах 1, 2 (рис. 1.7б), а $I_{вх}$ — ток во входной цепи, созда-

ваемый этим напряжением. Очевидно, что ток $I_{вх}$ должен быть возможно меньшим. Сопротивление R_d определяется по формуле

$$R_d = 1 / \pi f C_{вх} \delta, \quad (1.8)$$

где f — рабочая частота; δ — угол диэлектрических потерь, или его тангенс. Входное сопротивление вычисляется по формуле $R_{вх} = R_T R_d / (R_T + R_d)$, т. е. оно меньше наименьшего из них. Отсюда следует, что входную цепь нужно строить так, чтобы R_d полу-

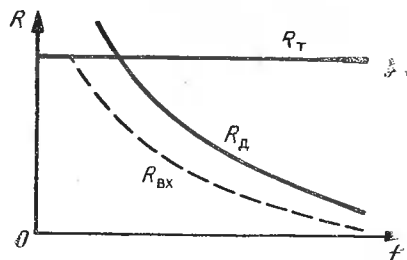


Рис. 1.8. График зависимости входного сопротивления вольметра от частоты

сопротивление электронного вольметра с увеличением частоты уменьшается (рис. 1.8). Практически на низких частотах входное сопротивление вольметров составляет единицы мегом, а на высоких — единицы и десятки килоом. Входное сопротивление электронных вольметров, предназначенных для измерения постоянного напряжения, достигает десятков и сотен мегом.

Дизэлектрические потери с повышением частоты возрастают, т. е. сопротивление потерь уменьшается, следовательно, входное

Электронные вольметры переменного напряжения

Электронные вольметры предназначены для измерения напряжения в широких пределах — от микровольт до киловольт и в широком диапазоне частот — от 20 Гц до 1000 МГц. Для обеспечения таких требований электронные вольметры строятся по разным структурным схемам.

Электронный вольметр малой чувствительности, но с широким диапазоном частот (рис. 1.9а) состоит из входного устройства ВхУ, преобразователя переменного напряжения в постоянное Пр, усилителя постоянного тока УПТ и индикатора V.

Входное устройство представляет собой делитель напряжения. Его конструкция зависит от диапазона частот: на низких частотах применяется делитель на резисторах, на высоких — на конденсаторах (рис. 1.10). Коэффициент деления резистивного делителя вычисляется по формуле $\alpha = U_1 / U_2 = (R_1 + R_2) / R_2$ и емкостного $\alpha_c \approx C_2 / C_1$. Коэффициент деления данного делителя обычно постоянный и равен 1000 и 100 соответственно. Делители обеспе-

чивают расширение пределов измерения напряжения до 1000 В¹. Преобразователь чаще всего представляет собой амплитудный детектор, работающий на сверхминиатюрном вакуумном диоде, например 6Д24Н. Такой преобразователь обеспечивает большое

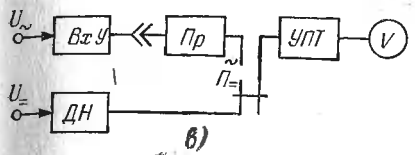
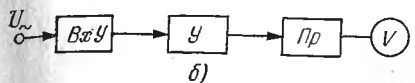
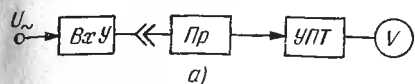


рис. 1.9. Структурные схемы электронных вольтметров:
а) малой чувствительности; б) большой чувствительности; в) универсального

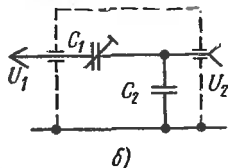
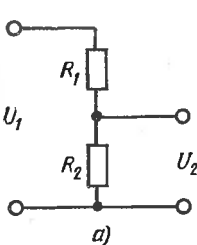


рис. 1.10. Делители напряжения:
а) резистивный; б) емкостный

входное сопротивление, малую входную емкость и широкий диапазон рабочих частот. Постоянное напряжение на выходе амплитудного детектора пропорционально амплитуде измеряемого переменного напряжения. Амплитудный детектор выполняется либо последовательного типа — с открытым входом, либо параллельно-

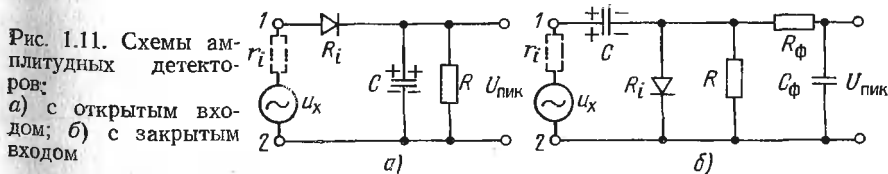


рис. 1.11. Схемы амплитудных детекторов:
а) с открытым входом; б) с закрытым входом

го типа — с закрытым входом (рис. 1.11). Если на эти детекторы поступает переменное напряжение U , то на их выходах постоянное напряжение одинаково, а если пульсирующее, состоящее из постоянной $U_{=}$ и переменной $U_{\sim}$ составляющих, — разное. Выходное напряжение амплитудного детектора с открытым входом будет пропорционально сумме этих составляющих, а детектора с закрытым входом — только переменной составляющей.

Рассмотрим процесс преобразования в амплитудном детекторе с открытым входом (рис. 1.11а). При подаче синусоидального на-

¹ При измерении напряжения более 250 В следует точно соблюдать правила техники безопасности при работе с высоким напряжением.

пряжения u_x на вход детектора конденсатор C начнет быстро заряжаться по цепи: зажим 1, внутреннее сопротивление открытого диода R_i , конденсатор C , зажим 2, внутреннее сопротивление источника измеряемого напряжения r_i . Постоянная времени заряда $\tau_z = (r_i + R_i) C$. Заряд конденсатора прекратится в момент времени t_1 (рис. 1.12), когда напряжение на конденсаторе U_C сравняется с убывающим измеряемым напряжением u_x . Диод закрывается под влиянием отрицательного потенциала на его аноде относительно катода и конденсатор разряжается через резистор R . Разряд происходит во много раз медленнее, чем заряд, так как постоянная времени разряда $\tau_p = RC$, а $R \gg r_i + R_i$. Разряд конденсатора прекратится в момент t_2 ,

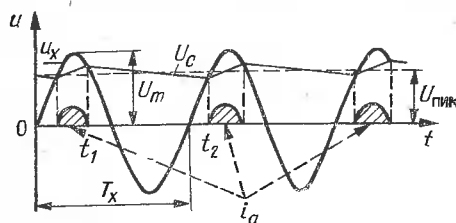


Рис. 1.12. Диаграмма напряжений и тока диода в цепях амплитудного преобразователя

когда u_x сравняется с напряжением на конденсаторе U_C и, превысив его, откроет диод — начинается заряд конденсатора. Процесс заряда и разряда конденсатора повторяется в каждом периоде измеряемого напряжения. В установившемся режиме напряжение на конденсаторе слегка пульсирует и с помощью простейшего RC -фильтра сглаживается — усредняется. Среднее значение постоянного напряжения тем ближе к амплитудному, чем больше отношение τ_p/τ_z . В пределе $U_{cp} = U_m$. Практически они все же отличаются друг от друга, и, чтобы подчеркнуть это различие, выходное напряжение детектора называют «пиковым» $U_{пик} \approx U_m$, а амплитудный детектор — диодным пиковым детектором.

Из рассмотренного процесса и диаграммы импульсов тока диода i_a следует, что диод работает в режиме с малым углом отсечки. Первая гармоника пульсирующего тока диода очень мала, и поэтому входное сопротивление между зажимами 1, 2 очень велико. Теория показывает, что $R_{вх} = R/2$. Для обеспечения большой постоянной времени разряда сопротивление резистора R выбирается 100 МОм и более, поэтому $R_{вх}$ достигает нескольких мегом.

Процесс преобразования в амплитудном (пиковом) детекторе с закрытым входом (рис. 1.11б) принципиально не отличается от рассмотренного выше. Заряд конденсатора происходит по цепи: зажим 1, конденсатор, диод, зажим 2. Разряд — по цепи: конденсатор, зажим 1, источник, зажим 2, резистор R , конденсатор. Если $R = 100$ МОм, $C = 1000$ пФ, $R_i = 1000$ Ом, то постоянная времени заряда $\tau_z = R_i C = 1000 \cdot 1000 \cdot 10^{-12} = 1$ мкс, а постоянная времени разряда $\tau_p = RC = 100 \cdot 10^6 \cdot 1000 \cdot 10^{-12} = 0,1$ с. Диод работает с малым углом отсечки, поэтому входное сопротивление велико. Оно равняется $R_{вх} = R/3$.

Выпрямленное напряжение на резисторе R пульсирует, изменяясь от нуля при открытом диоде до удвоенного значения ам-

плитуды; когда диод закрыт, напряжение на резисторе становится равным сумме напряжения на конденсаторе и амплитуды измеряемого напряжения: $U_c + U_m \approx 2U_m$. Для сглаживания этих пульсаций предусматривается фильтр нижних частот $R_\Phi C_\Phi$, на выходных зажимах которого образуется среднее (пиковое) значение $U_{\text{пик}} \approx U_m$.

Усилитель постоянного тока должен иметь большое входное сопротивление и малое выходное, что необходимо для согласования большого сопротивления резистора R преобразователя с малым сопротивлением индикатора — микроамперметра магнитоэлектрической системы. Кроме этого, усилитель постоянного тока с индикатором, шкала которого проградуирована в вольтах, является электронным вольтметром постоянного напряжения, и поэтому из схемы рис. 1.9а легко получить схему универсального вольтметра, приведенную на рис. 1.9в.

Усилители постоянного тока выполняются по балансной схеме с глубокой отрицательной обратной связью, что обеспечивает стабильность в работе и малый «дрейф нуля». Все же перед измерением и во время его выполнения необходимо проверять «установку 0» на шкале индикатора.

На рис. 1.13а представлена распространенная схема усилителя постоянного тока на электронных лампах. Усилитель двухкаскадный: первый каскад работает на двойном триоде 6Н2П-ЕВ, второй — на 6НЗП-Е. Лампа первого каскада L_1 работает на общую катодную нагрузку R_n ; выходное противофазное напряжение с анода лампы L_1 поступает на управляющие сетки лампы L_2 второго каскада. Этот каскад выполнен по мостовой (балансной) схеме в виде катодного повторителя. В одну диагональ 1, 2 моста подается анодное напряжение ламп, во вторую 3, 4 включен магнитоэлектрический микроамперметр со шкалой на 100 мкА, градуированной в вольтах. Индикатор снабжен добавочными R_d и шунтирующими $R_{\text{ш}}$ резисторами, комбинируя соединения которых можно переключать пределы измерений. Индикатор защищен от возможных перегрузок двумя стабилитронами типа Д814А, включенными навстречу друг другу.

На рис. 1.13б представлена схема усилителя постоянного тока, выполненная на микросхемах: $МС_1$ — типа К5НТ0428 и $МС_2$ — типа К1УТ401А. Установка нуля осуществляется с помощью потенциометра R регулированием напряжения питания на выводах 2, 4 микросхемы $МС_1$. Вход усилителя (выводы 8, 6) защищен от возможных перегрузок диодами D_1 и D_2 . К выходу усилителя (выводы 5, 4 микросхемы $МС_2$) присоединен индикатор, снабженный регулируемыми добавочными R_d резисторами и защищенный двумя стабилитронами Д814А.

При измерении постоянное напряжение поступает на вход усилителя постоянного тока, вследствие чего он разбалансируется и в выходной диагонали возникает разность потенциалов, вызывающая ток через индикатор. Градуировка шкал отдельная для постоянного и переменного напряжений. Шкалы переменного

напряжения градуируют в среднеквадратических значениях *синусоидального напряжения*, т. е. амплитудное значение делится на коэффициент амплитуды $K_a = 1,41$.

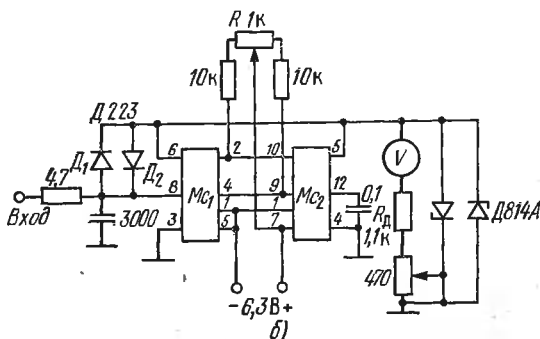
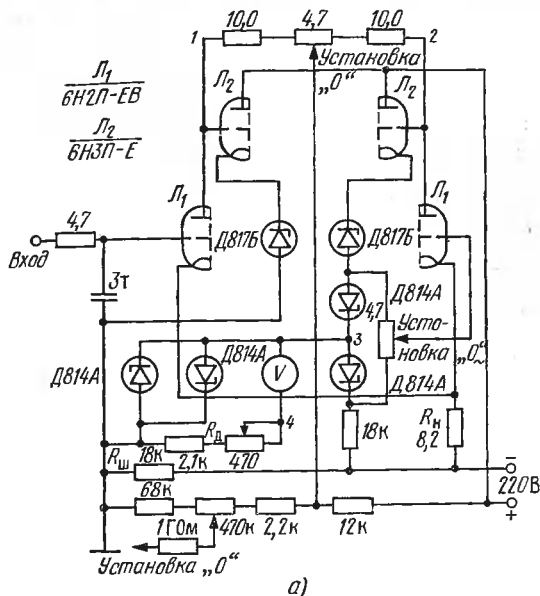


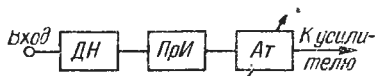
Рис. 1.13. Усилители постоянного тока:
а) на лампах; б) на микросхемах

Для того чтобы найти среднеквадратическое значение измеряемого напряжения *другой формы* U_x , нужно показание шкалы U умножить на $K_a=1,41$ (получим амплитудное значение измеряемого напряжения) и разделить на коэффициент амплитуды измеряемого напряжения K_{ax} : $U_x = UK_a/K_{ax}$.

Высокочувствительный электронный вольтметр переменного напряжения (рис. 1.96) состоит из входного устройства VxY , широкополосного усилителя Y , преобразователя переменного напряжения в постоянное и индикатора.

Входное устройство предназначено для создания большого входного сопротивления, малой входной емкости вольтметра и уменьшения больших значений измеряемого напряжения в известное число раз. В соответствии с этими требованиями входное устройство может представлять собой делитель напряжения ДН, катодный повторитель, преобразователь импеданса При, аттенюатор Ат или их комбинацию (рис. 1.14). Преобразователь импе-

Рис. 1.14. Входное устройство милливольтметра ВЗ-38



данса (сопротивления) предназначен для согласования высокоомного входа вольтметра с низкоомным аттенюатором, являющимся его нагрузкой.

В качестве примера на рис. 1.15 приведена схема преобразователя импеданса вольтметра ВЗ-38. Этот преобразователь выполнен на лампе — нувисторе 6С63Н и двух транзисторах — ГТ308В и КТ301Ж. Последний работает по схеме эмиттерного повторителя. Глубокая отрицательная обратная связь обеспечивает стабильность работы, входное сопротивление 5 МОм, входную емкость не более 30 пФ, коэффициент усиления 3. С помощью калиброванного аттенюатора можно изменять пределы измерения.

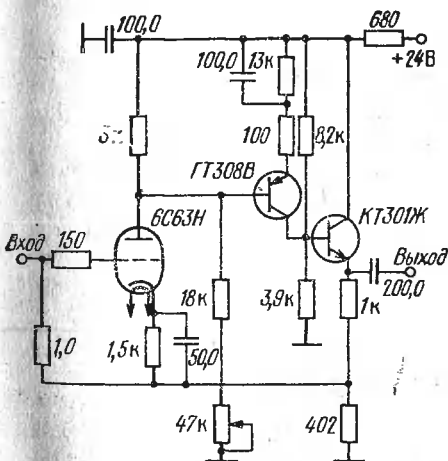


Рис. 1.15. Схема преобразователя импеданса

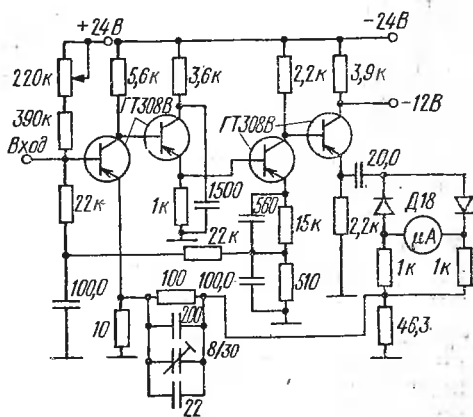


Рис. 1.16. Схема широкополосного усилителя

Усилитель переменного напряжения определяет чувствительность вольтметра и его частотный диапазон. Порог чувствительности зависит от собственных шумов первого каскада или предшествующего ему преобразователя импеданса. Для уменьшения шумов в этих устройствах применяются сверхминиатюрные электронные триоды — нувисторы, например, типа 6С63Н. Последующие

каскады усилителя выполняются на транзисторах. Усилитель должен обеспечить большое усиление, малые искажения, широкую полосу пропускаемых частот и высокую стабильность во времени всех характеристик, поэтому он состоит из многих каскадов (не менее трех), охваченных глубокой отрицательной обратной связью. Промышленностью выпускаются электронные вольтметры (микроамперметры и миллиамперметры) с пределом измерения от 10 мкА и шириной полосы 1, 5, 10 и 30 МГц.

Схема широкополосного усилителя милливольтметра ВЗ-38 приведена на рис. 1.16.

Он выполнен на четырех транзисторах. Коэффициент усиления 300. Выходной сигнал снимается с нагрузки R последнего транзистора и поступает на преобразователь переменного напряжения в постоянное.

Преобразователь можно сделать с линейной или квадратичной характеристикой. В первом случае вольтметр будет реагировать на средневыпрямленное значение напряжения, во втором — на среднеквадратическое (действующее). Для получения средневыпрямленного значения применяется выпрямительный преобразователь, подобный представленному на рис. 1.3в. Шкала магнитоэлектрического индикатора градуируется в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения, т. е. численные значения отклонения стрелки, вызванные средневыпрявленным значением, умножаются на коэффициент формы синусоидального напряжения $K_f = 1,11$. Для напряжения другой формы эта градуировка не верна. Чтобы вычислить среднеквадратическое значение измеряемого напряжения U_x любой формы, нужно полученное показание разделить на 1,11 и умножить на коэффициент формы измеряемого напряжения K_{fx} : $U_x = UK_{fx}/1,11$.

Преобразователь с квадратичной характеристикой обеспечивает измерение среднеквадратического (действующего) значения напряжения любой формы, включая импульсные и шумовые. К таким преобразователям относится, в первую очередь, термоэлектрический (см. рис. 1.2), состоящий из двух идентичных термопреобразователей, включенных навстречу друг другу, и усилителя постоянного тока, выполненного на микросхеме (рис. 1.17а). Усилитель — дифференциальный, т. е. усиливающий разность двух напряжений, поступающих на его входы. На нагреватель первого термопреобразователя $ТП_1$ поступает выходное напряжение широкополосного усилителя, а на нагреватель второго $ТП_2$ — выходное напряжение усилителя постоянного тока, являющееся напряжением обратной связи. Возникающая на выходе термопреобразователей разность термоЭДС усиливается усилителем постоянного тока и подается на индикатор. Такой детектор обладает высокой точностью преобразования, работает на низких уровнях напряжения и весьма стабилен во времени.

Преобразователь на диодной цепочке (рис. 1.17в) также имеет квадратичную характеристику (рис. 1.17б). На резисторе R появляется выпрямленное измеряемое напряжение, воздействующее

на диодную цепочку. На каждый из последовательно соединенных диодов через делители подано постепенно увеличивающееся напряжение, смещающее их рабочие точки. Если выпрямленное измеряемое напряжение на резисторе R не превышает напряжения смещения $E_{см2}$, то открыт первый диод D_1 и через микроамперметр протекает ток, определяемый характеристикой i_1 первого

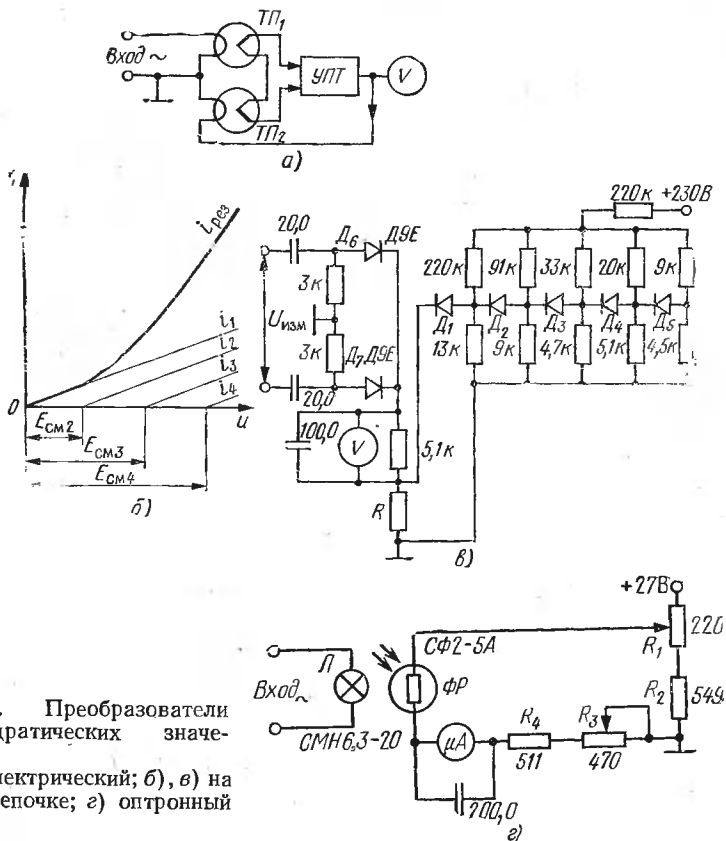


Рис. 1.17. Преобразователи среднеквадратических значений:

а) термоэлектрический; б), в) на диодной цепочке; г) оптронный

диода. Когда выпрямленное измеряемое напряжение превышает $E_{см2}$, открывается второй диод, через индикатор проходит сумма токов обоих диодов согласно их характеристикам i_1, i_2 и т. д. Результирующая характеристика $i_{рез}$ преобразователя на диодной цепочке имеет квадратичный характер, тем лучше приближающийся к параболе, чем больше диодов в цепочке. На входе цепочки ставится двухполупериодный выпрямительный преобразователь на диодах D_6, D_7 с общей нагрузкой R и индикатором V . Частотный диапазон вольтметра среднеквадратических значений на диодной цепочке не превышает нескольких сотен кГц.

Оптронный преобразователь предназначен для преобразования переменного напряжения в постоянный ток, пропорциональный

среднеквадратическому значению измеряемого напряжения. Преобразователь (рис. 1.17а) работает следующим образом. Когда на выходе усилителя напряжения нет, фоторезистор ΦP не освещен, его темновое сопротивление более 1 МОм и ток через индикатор практически равен нулю. С увеличением напряжения световой поток лампочки L возрастает, а сопротивление фоторезистора уменьшается. Это приводит к возрастанию тока через микроамперметр от источника постоянного тока. Изменение сопротивления фоторезистора имеет квадратичный характер, поэтому постоянный ток изменяется пропорционально среднеквадратическому значению входного напряжения. Микроамперметр градуируется в вольтах, и его градуировка справедлива для напряжения любой формы. Резисторы $R_1—R_4$ предназначены для установки нуля и защиты микроамперметра от перегрузки. Большое преимущество оптоэлектронного преобразователя состоит в том, что цепь индикатора не имеет электрической связи с предыдущими цепями.

Универсальный электронный вольтметр (рис. 1.9в) предназначен для измерения как переменного, так и постоянного напряжений. Если переключатель Π установлен в верхнем положении, то схема становится аналогичной рис. 1.9а, т. е. схеме малочувствительного широкополосного вольтметра переменного напряжения. При установлении переключателя в нижнее положение вход УПТ соединяется с входным делителем напряжения ДН и получается схема вольтметра постоянного напряжения.

Импульсные вольтметры

В электронных вольтметрах для измерения напряжения видеопульсов используется метод амплитудного преобразования. Вольтметр с открытым входом позволяет получить показание, пропорциональное высоте импульса U_m (рис. 1.18). Показание

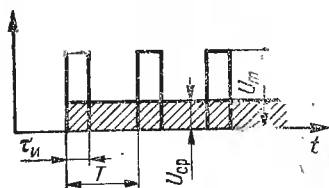


Рис. 1.18. Импульсная последовательность напряжения

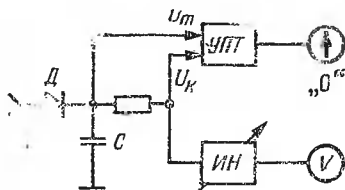


Рис. 1.19. К вопросу об измерении напряжения компенсационным методом

вольтметра с закрытым входом будет меньше на постоянную составляющую (среднее значение) импульсной последовательности: $U_{cp} = U_m \tau_n / T$, где $\tau_n / T = k_3$ — коэффициент заполнения. Очевидно, что при $k_3 \leq 0,01$ постоянная составляющая очень мала и измерения обоими вольтметрами равноценны.

Входное сопротивление импульсного вольтметра значительно меньше, чем у обычного амплитудного вольтметра, и равняется $R_{вх} = Rk_z$, где R — сопротивление нагрузки детектора.

Для измерения импульсной последовательности противоположной полярности в схеме вольтметра предусматривается переключение направления включения диода. Имеются схемы вольтметров для измерения размаха напряжения (см. табл. 1.1). Шкалы импульсных вольтметров градуируются в максимальных значениях измеряемого напряжения, поэтому ими можно измерять синусоидальное напряжение — получается амплитудное значение.

В более совершенных импульсных вольтметрах используется *компенсационный метод измерения*, принцип которого заключается в следующем (рис. 1.19). Напряжение измеряемой импульсной последовательности заряжает через диод D конденсатор C до максимального значения высоты импульсов U_m . Это напряжение поступает на один вход дифференциального усилителя постоянного тока. На другой вход подается компенсирующее напряжение U_k от регулируемого источника постоянного напряжения $ИН$. На выходе усилителя включен нуль — индикатор (гальванометр с двусторонней шкалой). Регулируя компенсирующее напряжение, устанавливают стрелку гальванометра на «0», при этом $U_m = U_k$. Напряжение U_k измеряют точным вольтметром постоянного тока.

Компенсационным вольтметром можно также измерять постоянное напряжение и амплитудное значение переменного напряжения любой формы. Верхний предел диапазона частот измеряемых напряжений определяется емкостью диода. Применение сверхминиатюрных вакуумных диодов расширяет верхнюю границу частот до 1000 МГц.

Электронные вольтметры постоянного напряжения

Универсальный вольтметр (см. рис. 1.9в) позволяет измерять постоянное напряжение от десятых долей вольта и выше. Для измерения малых значений постоянных напряжений — от долей микровольта — применяются высокочувствительные электронные вольтметры, представляющие собой усилитель постоянного тока с преобразованием напряжения, охваченный глубокой отрицательной обратной связью.

Измеряемое постоянное напряжение с помощью вибропреобразователя превращается в переменное, которое усиливается усилителем переменного напряжения до необходимого значения, затем выпрямляется и измеряется магнитоэлектрическим индикатором. Рассмотрим структурную схему (рис. 1.20) подобного вольт-

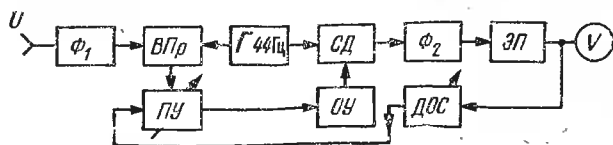


Рис. 1.20. Структурная схема электронного вольтметра постоянного напряжения

метра. Входное постоянное напряжение через фильтр Φ_1 поступает на якорь вибропреобразователя $ВПр$, на который подается вспомогательное напряжение частотой 44 Гц, вырабатываемое генератором $Г$. Якорь подключает поочередно к половинкам первичной обмотки повышающего трансформатора измеряемое напряжение, благодаря чему во вторичной обмотке, настроенной в резонанс на частоту 44 Гц, возникает переменное напряжение, пропорциональное измеряемому. Напряжение, полученное с выхода преобразователя, усиливается предварительным $ПУ$ и окончательным $ОУ$ усилителями и поступает на синхронный детектор $СД$, управляемый тем же вспомогательным напряжением 44 Гц. После детектирования выпрямленное напряжение через интегрирующий фильтр Φ_2 и эмиттерный повторитель $ЭП$ поступает на индикатор $И$. Одновременно по цепи обратной связи через делитель $ДОС$ это же напряжение подается на вход усилителя для улучшения стабильности его работы. Пределы измерения устанавливаются с помощью делителей в усилителе и в цепи обратной связи и могут изменяться более чем в $3 \cdot 10^5$ раз. Такие широкие пределы позволяют измерять напряжение от долей микровольта до 1 В. Входное сопротивление вольтметров постоянного напряжения составляет от 10 до 300 МОм. Относительная погрешность — 1—6%.

Цифровые вольтметры

Цифровые вольтметры работают на принципе преобразования измеряемого напряжения в электрический код, отображаемый в цифровой форме. Достоинствами цифровых вольтметров являются: высокая точность измерений; широкие пределы измерения; быстрое действие; возможность включения цифropечатающего устройства или ввода результатов измерения в электронно-вычислительную машину; получение результата измерения в цифровой форме. К недостаткам относятся сложность схемы и конструкции, высокая стоимость. Однако эти недостатки временные. Успехи микроэлектроники создают условия для быстрого уменьшения их значения.

Структурная схема любого цифрового вольтметра в простейшем виде (рис. 1.21) состоит из входного устройства, аналого-цифрового преобразователя $АЦП$ и цифрового индикатора $ЦИ$.

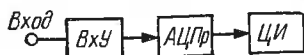


Рис. 1.21. Обобщенная структурная схема цифрового вольтметра

Входное устройство предназначено для создания большого входного сопротивления, выбора пределов измерения, автоматического определения полярности измеряемого напряжения и ослабления помех. В соответствии с этим в состав входного устройства вхо-

дят делитель напряжения, усилитель, определитель полярности и фильтр.

Измеряемое напряжение после входного устройства поступает на аналого-цифровой преобразователь, в котором преобразуется в дискретный сигнал. Последний может иметь форму некоторого электрического кода или электрических импульсов, количество которых или их частота следования пропорциональна значению измеряемого напряжения. Результат измерения (показание) появляется на табло цифрового индикатора со знаком полярности.

Схемные решения цифровых вольтметров постоянного напряжения чрезвычайно разнообразны, однако их можно разделить на следующие группы: вольтметры прямого действия, поразрядного уравнивания и интегрирующие.

Вольтметры прямого действия основаны на время-импульсном или частотном преобразовании.

Рассмотрим работу схемы *цифрового вольтметра с время-импульсным преобразованием* (рис. 1.22а). Измеряемое напряжение преобразуется в пропорциональный ему интервал времени,

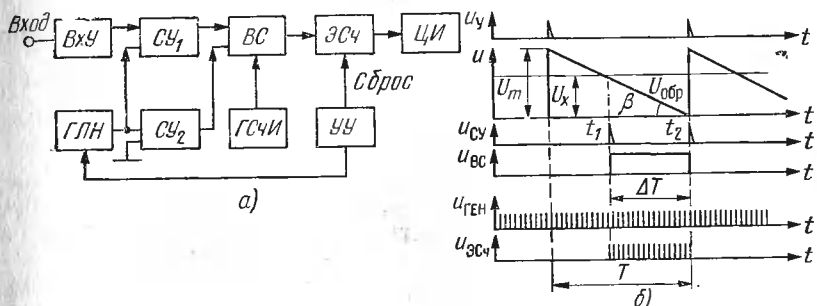


Рис. 1.22. Цифровой вольтметр с времяимпульсным преобразованием: а) структурная схема; б) диаграмма токов и напряжений

длительность которого определяется числом заполняющих его импульсов. В цифровой вольтметр входят следующие блоки: входное устройство $ВхУ$, управляющее устройство $УУ$, два сравнивающих устройства $СУ_1$ и $СУ_2$, генератор образцового линейнопадающего напряжения $ГЛН$, генератор счетных импульсов $ГСЧИ$, временной селектор $ВС$, электронный счетчик импульсов $ЭСЧ$ и цифровой индикатор $ЦИ$.

Работа вольтметра осуществляется циклами, длительность которых устанавливается с помощью управляющего устройства, вырабатывающего синхронизирующие импульсы с частотой, равной или кратной частоте питающей сети. Предусматривается возможность ручного запуска для единичных измерений.

В начале цикла импульс управляющего устройства u_y (рис. 1.22б) запускает генератор образцового напряжения $ГЛН$ и освобождает счетчик, т. е. сбрасывает предыдущее показание. Входное напряжение U_x и линейнопадающее образцовое напряжение

$U_{обр}$ поступают на вход сравнивающего устройства $СУ_1$, и в момент их равенства t_1 на выходе последнего возникает импульс, открывающий временной селектор. Импульсы генератора счетных импульсов проходят через открытый селектор на электронный счетчик и подсчитываются. В момент времени t_2 , когда образцовое напряжение достигает нуля, второе сравнивающее устройство $СУ_2$ вырабатывает импульс, закрывающий временной селектор. Прохождение счетных импульсов прекращается, и на цифровом индикаторе появляются цифры, значение которых пропорционально количеству прошедших через селектор счетных импульсов за интервал времени $\Delta T = t_2 - t_1$.

Рассматривая рис. 1.22б, можно написать следующие соотношения: $\Delta T = nT_{сч} = n/f_{сч}$ и $U_x = \Delta T \operatorname{tg} \beta$. Множитель $\operatorname{tg} \beta$ численно равен скорости v изменения образцового линейнопадающего напряжения в вольтах в секунду. Подставляя ΔT и v в выражение для измеренного напряжения, получим

$$U_x = (v/f_{сч}) n = kn.$$

Коэффициент k для каждого вольтметра точно известен и выбирается равным 10^{-m} , где $m=0, 1, 2...$ Таким образом, показание цифрового табло равно значению измеренного напряжения: $U_x = 10^{-m} n$. Показатель m устанавливается переключателем пределов измерения. Его изменение вызывает перемещение положения запятой в цифровом отсчете.

Цифровой вольтметр с частотным преобразованием (рис. 1.23а) состоит из входного устройства $ВхУ$, интегратора, коэффициент передачи которого K , электронного ключа $ЭК$, источника образ-

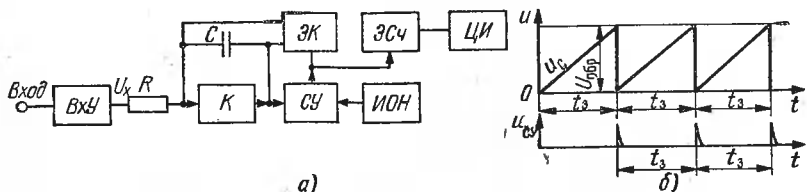


Рис. 1.23. Цифровой вольтметр с частотным преобразованием:
а) структурная схема; б) диаграмма напряжений

цового напряжения $ИОН$, сравнивающего устройства $СУ$, электронного счетчика $ЭСЧ$ и цифрового индикатора $ЦИ$. В начальный момент времени электронный ключ разомкнут и конденсатор C интегратора заряжается постоянным током, вызванным измеряемым напряжением $i_3 = KU_x$. Напряжение на конденсаторе

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_3} i_3 dt = \frac{KU_x}{C} t_3$$

растет пропорционально времени. В момент равенства напряжения на конденсаторе с образцовым напряжением $U_{обр}$ сравниваю-

ащее устройство $СУ$ вырабатывает импульс, замыкающий $ЭК$, конденсатор C быстро разряжается и процесс начинается сначала (рис. 1.23б).

Пренебрегая временем разряда конденсатора, можно написать:

$$KU_x t_3 / C = U_{обр}, \text{ откуда } t_3 = CU_{обр} / KU_x,$$

или, переходя к частоте, $f = 1/t_3 = KU_x / CU_{обр} = aU_x$. Частота импульсов измеряется электронным счетчиком и показывается на табло цифрового индикатора в единицах напряжения.

Цифровые вольтметры прямого преобразования сравнительно простые по схемному решению. Погрешность составляет 0,1—1%.

Цифровые вольтметры поразрядного уравнивания, иногда называемые кодоимпульсными, более сложные, но обладают большим быстродействием и погрешность их составляет 0,01—0,05%. Принцип их работы заключается в сравнении измеряемого напряжения с суммой образцовых напряжений, состоящих из дискретных значений, изменяющихся по определенному закону в течение цикла измерения. При равенстве (измеряемого напряжения сумме набора образцовых напряжений на цифровом индикаторе появляется число, представляющее значение измеряемого напряжения.

Работу цифрового вольтметра поразрядного уравнивания можно представить следующим образом (рис. 1.24а). Измеряемое

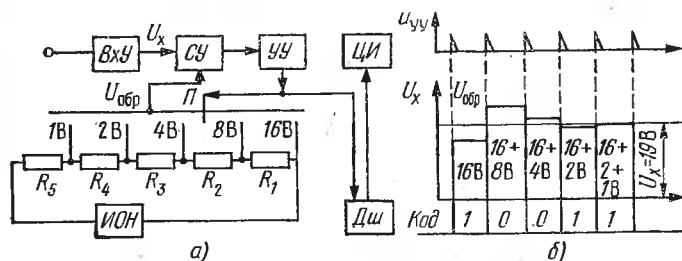


Рис. 1.24. Цифровой вольтметр поразрядного уравнивания:

а) структурная схема; б) образование кода

напряжение U_x через входное устройство $ВхУ$ поступает на один вход сравнивающего устройства $СУ$, на второй вход которого последовательно через переключатель Π поступают дискретные значения образцовых напряжений $U_{обр}$. Источник образцовых напряжений $ИОН$ представляет собой генератор тока с прецизионным делителем напряжения $R_1—R_5$. Управляющее устройство $УУ$ вырабатывает импульсы, определяющие длительность цикла измерения и тактовые импульсы, управляющие коммутатором, подключающим последовательно дискретные значения образцовых напряжений 16, 8, 4, 2, 1 В.

Сравнение измеряемого и образцового напряжений происходит в сравнивающем устройстве СУ путем вычитания $U_{обр}$ из U_x до тех пор, пока сумма $U_{обр}$ станет равной U_x . Последовательность образования суммы следующая. Если $U_x - U_{обр1} > 0$, то управляющее устройство выдает тактовый импульс и к $U_{обр1}$ подключается следующее значение образцового напряжения $U_{обр2} < U_{обр1}$ и U_x будет сравниваться с суммой $U_{обр1} + U_{обр2}$. Если опять $U_x - (U_{обр1} + U_{обр2}) > 0$, в последующем такте добавится $U_{обр3} < U_{обр2}$ и т. д.

Если же в процессе сравнения окажется, что $U_x - U_{обр} < 0$, то сравнивающее устройство вырабатывает импульс, воздействующий на управляющее устройство таким образом, что последнее снимает (отключает) образцовое напряжение, подключенное в предыдущем такте. В течение цикла измерения измеряемое напряжение сравнивается с полным набором образцовых напряжений, при этом, если поданное значение образцового напряжения остается, на дешифратор Дш поступает импульс 1, а если снимается — импульс 0. Так как каждому импульсу 1 и 0 соответствуют определенные значения образцового напряжения, то серия единиц и нулей образует код, который после дешифрования поступает на цифровой индикатор. На табло последнего появляется значение измеренного напряжения в единицах напряжения. Для примера на рис. 1.246 приведены диаграмма тактовых импульсов и последовательное изменение образцовых напряжений при измерении напряжения 19 В.

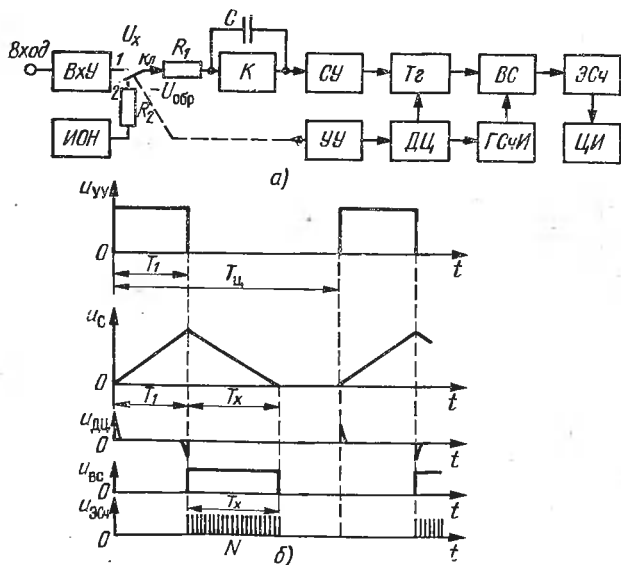


Рис. 1.25. Цифровой вольтметр с двойным интегрированием:

а) структурная схема; б) диаграмма напряжений

Интегрирующие цифровые вольтметры с двойным интегрированием (рис. 1.25) являются наиболее точными и помехоустойчивыми по сравнению с рассмотренными выше. Работа вольтметра протекает так. Управляющее устройство УУ задает цикл измерения $T_{ц}$. В момент его начала, т. е. возникновения импульса $U_{уу}$, ключ $Kл$ устанавливается в положение 1 и измеряемое напряжение U_x заряжает конденсатор C в течение длительности импульса T_1 . Количество электричества, получаемого конденсатором за это время, составляет

$$q_s = U_x T_1 / R_1. \quad (1.9)$$

Когда импульс T_1 заканчивается, его срез дифференцируется в цепи ДЦ и полученным коротким отрицательным импульсом $U_{дц}$ триггер T_2 перебрасывается в состояние 1 и открывает временной селектор ВС. Одновременно с помощью управляющего устройства УУ ключ $Kл$ переводится в положение 2. К конденсатору C подключается образцовое напряжение $U_{обр}$ обратной полярности, и конденсатор начинает разряжаться в течение некоторого интервала времени T_x . Количество электричества, которое отдает конденсатор при разряде,

$$q_p = U_{обр} T_x / R_2. \quad (1.10)$$

Конденсатор заряжается от нуля и разряжается до нуля, поэтому $q_s = q_p$. Приравняв выражения (1.9) и (1.10), получим формулу, связывающую измеряемое напряжение с остальными величинами:

$$U_x = U_{обр} \frac{R_1}{T_1 R_2} T_x = a T_x. \quad (1.11)$$

Образцовое напряжение $U_{обр}$, длительность импульса T_1 и сопротивления резисторов R_1, R_2 постоянны, следовательно, измеряемое напряжение пропорционально длительности разряда конденсатора T_x .

В конце разряда конденсатора сравнивающее устройство выдает импульс, переводящий триггер в положение 0 и временной селектор ВС закрывается. Таким образом, временной селектор открыт и пропускает счетные импульсы от генератора ГСчИ в течение T_x на электронный счетчик ЭСч и далее на цифровой индикатор. Частота счетных импульсов $f_{сч}$, а период — $T_{сч}$. Очевидно, что число импульсов N , прошедших через временной селектор, будет равно $N = T_x / T_{сч}$, или $T_x f_{сч}$. Подставляя в (1.11) значение T_x , получаем окончательно $U_x = a N / f_{сч} = a_1 N$. Коэффициент a_1 устанавливают равным 10^{-k} , где $k = 1, 2, 3...$

Все рассмотренные цифровые вольтметры предназначены для измерения постоянного напряжения. Для измерения переменного напряжения его необходимо предварительно преобразовать в постоянное. Такое преобразование преимущественно осуществляется с помощью амплитудных преобразователей, которые включаются

в состав входного устройства. Эта трудная задача пока решена для переменных напряжений до частоты 1 МГц. При этом погрешность измерения возрастает приблизительно в 10 раз.

Погрешность измерений

При измерении напряжения электронными вольтметрами неизбежны погрешности — основная и дополнительная. Основная погрешность определяется при градуировке вольтметра в определенных условиях и вносится в его паспорт. Дополнительные погрешности возникают при условиях работы, отличающихся от установленных при градуировке. Главной дополнительной погрешностью является частотная, которая появляется за счет явления резонанса во входной цепи и наличия проводов, соединяющих входные зажимы вольтметра с измеряемым объектом.

Относительную частотную погрешность за счет резонанса, %, можно вычислить по формуле

$$\delta = \frac{100}{(f_0/f)^2 - 1},$$

которая вытекает из соображений, изложенных на стр. 27.

Частотная погрешность за счет соединительных проводов возникает в связи с понижением собственной резонансной частоты

входной цепи. Для уменьшения этой погрешности преобразователь вольтметра (см. рис. 1.9а, в) выполняют в виде небольшой коаксиальной выносной конструкции, называемой «пробником». Схема пробника вольтметра типа В7-26 приведена на рис. 1.26. Вывод *а* представляет собой центральный проводник коаксиала,

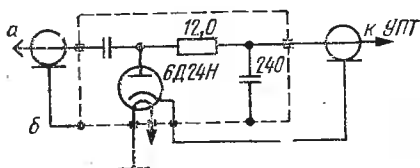


Рис. 1.26. Пробник вольтметра В7-26

а *б* — внешний. Этими выводами прикасаются к точкам цепи, напряжение между которыми следует измерить.

Напряжение на частоте ниже 10 МГц измеряется при вставленном пробнике в предназначенное для него гнездо в корпусе вольтметра, и входные зажимы последнего можно соединять с измеряемым объектом с помощью проводов. Длину соединительных проводов следует выбирать в соответствии с частотой измеряемого напряжения. Можно руководствоваться следующей рекомендацией: чтобы дополнительная погрешность за счет соединительных проводов была пренебрежимо малой, нужно, чтобы их длина была в 100 раз меньше длины волны, соответствующей частоте измеряемого напряжения.

При измерении высокого напряжения (более 300 В) корпуса всех приборов необходимо заземлять.

Промышленность выпускает большое число разнообразных электронных вольтметров. Некоторые характеристики распространенных вольтметров приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Тип вольтметра	Индикация	Диапазон измеряемых напряжений, В	Диапазон частот, Гц—МГц	Основная погрешность, %	Входное сопротивле- ние, МОм	Входная емкость, пФ	Примечание
B2-25	Стрелочная	$1 \cdot 10^{-7} — 1,0$	—	1—6	10; 100; 300	—	С вибропреобразователем
B2-27	Цифровая	$1 \cdot 10^{-5} —$ —1000	—	0,02	0,1; 1; 10	—	С времяимпульсным преоб- разованием
B3-38	Стрелочная	$10^{-4} — 300$	20—5	2,5—6	5	30—15	С выпрямительным преоб- разователем
B3-40	»	$10^{-5} — 300$	5—5	1,5—10	4	30—15	С термоэлектрическим пре- образователем
B4-9A	»	1—20	20—300	2,5—4	75 Ом; 0,5	3	С автокомпенсацией
B4-13	Цифровая	0,1—150	20—0,1	0,5	0,5	40	»
BK7-9	Стрелочная	0,3—100	20—700	4—6—10	3; 0,05	20—1,8	С пиковым детектором
B7-26	»	0,2—300	20—1000	2,5—4—6	5; 0,075	20—3—1,5	»
BK7-10A/1	Цифровая	$10^{-3} — 1000$	20—0,02	1	1	150	С времяимпульсным преоб- разованием
B7-22	»	$10^{-3} — 1000$	45—0,1	0,1—0,5	10	100	С двойным интегрирова- нием

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. На каком принципе основана работа электронных вольтметров?
2. Чем определяется входное сопротивление электронного вольтметра?
3. Как изменяется входное сопротивление электронного вольтметра при изменении частоты измеряемого напряжения?
4. Объясните работу амплитудного преобразователя (пикового детектора) с открытым входом.
7. Объясните работу амплитудного преобразователя (пикового детектора) с закрытым входом.
6. Объясните работу электронного вольтметра среднеквадратических значений с термоэлектрическим преобразователем.
7. Поясните работу электронного вольтметра постоянного тока с вибропреобразователем.
8. Объясните необходимость применения пробников.
9. Приведите структурную схему цифрового вольтметра.
10. Объясните работу цифрового вольтметра с времяимпульсным преобразователем напряжения в код.

ГЛАВА 2

ГЕНЕРАТОРЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

2.1. НАЗНАЧЕНИЕ. КЛАССИФИКАЦИЯ. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ

Генераторы измерительных сигналов предназначены для создания радиотехнических сигналов определенной формы с известными и регулируемыми параметрами — уровнем и частотой. Генераторы применяются для настройки, регулировки и контроля всего многообразия аппаратуры радиосвязи, радиовещания и телевидения, в исследованиях при разработке радиоэлектронной аппаратуры и в технике радиоизмерений.

Т а б л и ц а 2.1

Классификация генераторов

по частоте	по форме выходного сигнала	по схемному решению	по виду модуляции
Низкочастотные: инфразвуковые, звуковые, ультразвуковые	Синусоидальных сигналов Импульсных сигналов Шумовых сигналов Сигналов специальной формы	LC-генераторы RC-генераторы	Амплитудная синусоидальная Частотная синусоидальная
Высокочастотные: высокочастотные, ультравысокочастотные, сверхвысокочастотные	Синусоидальных сигналов с качающейся частотой (сви́нг-генераторы)	Генераторы на биениях	Импульсная Фазовая

Генераторы измерительных сигналов классифицируются по диапазону генерируемых частот, по форме выходных сигналов, по схемному решению задающего генератора и по виду модуляции. Классификация генераторов приведена в табл. 2.1.

Основные технические требования к генераторам: высокая точность установки частоты; широкий диапазон частот выходных сигналов; высокая стабильность генерируемой частоты; постоянство формы выходных сигналов; возможность изменения уровня выходных сигналов (напряжения, мощности) в широких пределах; постоянство уровня выходного сигнала при изменении частоты; наличие измерительных приборов для контроля параметров сигнала; высокая степень экранирования; возможно меньшая масса; экономичность питания.

2.2. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ НИЗКОЧАСТОТНЫЕ

Низкочастотные генераторы являются источниками измерительных сигналов с частотами от 0,01 Гц до 10 МГц. Генераторы инфранизкочастотные (инфразвуковые) имеют диапазон частот 0,001—20 Гц, низкочастотные (звуковые) — 20 Гц—20 кГц, ультразвуковые — 20 Гц—200 кГц, видеогенераторы — до 10 МГц.

Структурная схема низкочастотного генератора приведена на рис. 2.1. Здесь ЗГ—задающий генератор, являющийся источником сигналов нужной частоты; У—усилитель этих сигналов; ВУ — выходное устройство, с помощью которого, во-первых,

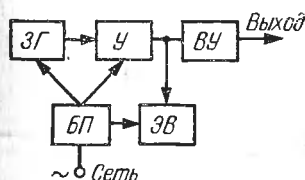


Рис. 2.1. Структурная схема низкочастотного генератора

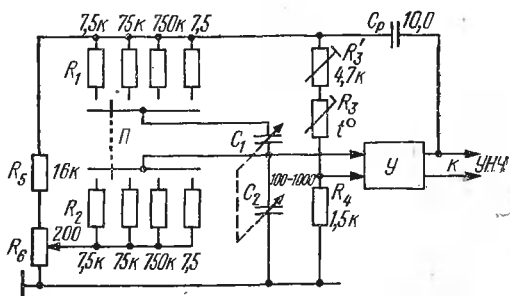


Рис. 2.2. Принципиальная схема задающего RC-генератора

можно регулировать уровень выходного сигнала в значительных пределах и, во-вторых, обеспечить согласование выходного сопротивления генератора с сопротивлением нагрузки; ЭВ — электронный вольтметр для измерения напряжения сигнала на выходе усилителя; БП — блок питания, преобразующий напряжение сети (обычно 220 В 50 Гц) в ряд напряжений, необходимых для работы всех узлов генератора. По схемному решению задающего генератора низкочастотные генераторы звукового и ультразвукового

вого диапазонов частот разделяются на RC -генераторы и на биениях.

RC -генераторы получили большое распространение благодаря относительной простоте схемы и конструкции и хорошим техническим характеристикам. *Задающий генератор* представляет собой резистивный усилитель на электронных лампах или транзисторах ($У$ на рис. 2.2) с частотнозависимой положительной обратной связью и частотнонезависимой отрицательной обратной связью. Положительная обратная связь осуществляется с выхода усилителя на его вход через фазировочную цепь $R_1C_1-R_2C_2$. Для удобства работы сопротивлений резисторов и емкости конденсаторов фазировочной цепи устанавливаются равными друг другу: $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$. Положительная обратная связь вызывает самовозбуждение усилителя, и в нем возникает незатухающий сигнал с частотой $f=1/2\pi RC$.

Настройку генератора, т. е. изменение частоты, производят, меняя переключателем $П$ сопротивление резисторов R_1 и R_2 скачками, а емкость конденсаторов C_1 и C_2 плавно. Скачкообразным изменением сопротивлений переключают поддиапазоны, а плавным изменением емкости осуществляют перекрытие частоты внутри каждого поддиапазона. При данных, приведенных на схеме 2.2, получаем следующие поддиапазоны: 20—200 Гц, 200—2000 Гц, 2—20 кГц и 20—200 кГц. Стабильность частоты RC -генератора довольно высокая, так как определяется, главным образом, температурной нестабильностью резисторов и конденсаторов фазировочной цепи.

Для небольшой подстройки (расстройки) частоты (в пределах $\pm 1,5\%$ от установленной) предусмотрен переменный резистор R_6 , с помощью которого изменяется напряжение на фазировочной цепи.

В процессе самовозбуждения задающего генератора напряжение на его выходе быстро растет и форма синусоиды искажается. Для предотвращения этого недопустимого явления применена частотнонезависимая обратная связь, осуществляемая делителем R_3R_4 . Напряжение отрицательной обратной связи снимается с резистора R_4 и подается во входную цепь первого каскада усилителя, его коэффициент усиления уменьшается и синусоидальная форма генерируемого напряжения сохраняется.

С помощью отрицательной обратной связи обеспечивается постоянство уровня выходного напряжения задающего генератора (в пределах $\pm 1,5$ дБ) во всем диапазоне частот. Для этого плечо R_3 составлено из резистора R'_3 и термистора. Термистор — инерционный полупроводниковый резистор, сопротивление которого уменьшается при увеличении протекающего по нему тока и, наоборот, увеличивается при его уменьшении. При возрастании выходного напряжения возрастает ток в цепи отрицательной обратной связи, сопротивление термистора уменьшается, а напряжение на резисторе R_4 увеличивается, следовательно, коэффициент усиления первого каскада и выходное напряжение уменьшатся. При

уменьшении выходного напряжения процесс имеет обратный характер, в результате чего выходное напряжение поддерживается постоянным.

Генераторы на биениях более сложные по схеме и конструкции, чем RC -генераторы. Задающий генератор (рис. 2.3) представляет собой совокупность двух высокочастотных LC -генераторов, один из которых работает на одной фиксированной частоте f_{ϕ} , а второй с плавно изменяющейся частотой $f_{пл}$. После каждого LC -генератора имеются развязывающие эмиттерные повторители ЭП и усилители $У$, затем преобразователь $Пр$ и фильтр нижних частот $ФНЧ$.

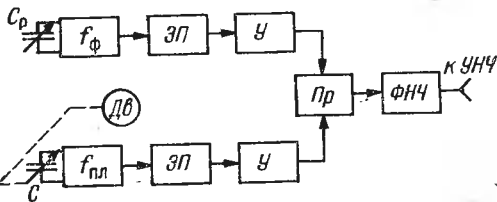
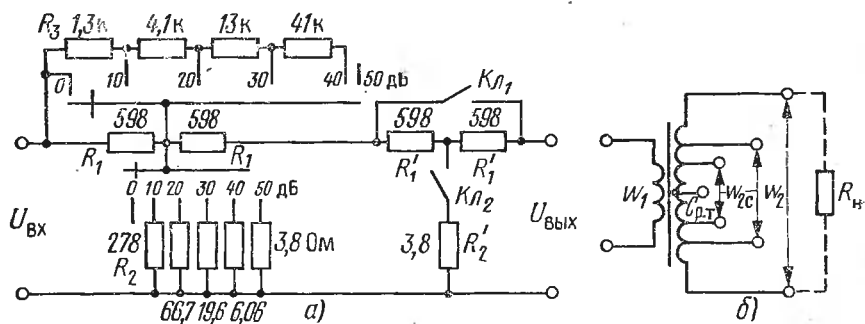


Рис. 2.3. Структурная схема задающего генератора на биениях

Задающий генератор на биениях работает следующим образом. Генератор фиксированной частоты вырабатывает напряжение частотой 400 кГц. Генератор с плавной настройкой можно пере-страивать в диапазоне частот от $f_{мин}=360$ кГц до $f_{макс}=400$ кГц. Оба эти напряжения после усиления поступают на два входа преобразователя. На выходе преобразователя возникают напряжения разностной частоты от 0 до 40 кГц (частота биений) и высокочастотные составляющие. Последние отфильтровываются фильтром нижних частот с ослаблением 60 дБ, а напряжение биений поступает на вход усилителя низкой частоты. Диапазон частот выходного сигнала перекрывается одним поворотом ротора конденсатора C генератора с плавной настройкой, шкала которого градуируется от 20 до 40 000 Гц в логарифмическом масштабе. Таким образом, перекрытие выходных частот происходит без коммутации элементов колебательных цепей, что позволяет применять генераторы на биениях для автоматической записи частотных характеристик различных радиотехнических и акустических устройств. Для этого ротор конденсатора C приводится во вращение электродвигателем $Дв$ через замедляющий редуктор с заданной скоростью (пунктирная часть на рис. 2.3). Расстройка выходной частоты в пределах ± 100 Гц в любой точке диапазона настройки производится изменением емкости конденсатора C_p , включенного параллельно контуру генератора фиксированной частоты. Шкала конденсатора «Расстройка» градуируется в герцах. Выходная частота равняется алгебраической сумме показаний главной шкалы и шкалы «Расстройка».

Усилители низкочастотных генераторов (см. рис. 2.1) предназначены для усиления напряжения, поступающего от задающего генератора, до нескольких десятков вольт и создания необходимой мощности, обычно 3—5 Вт. Уровень сигнала на выходе усилителя можно плавно регулировать с помощью потенциометра

на его входе. Усилители работают в режиме класса А, охвачены глубокой отрицательной обратной связью, и потому их частотные характеристики равномерны во всем диапазоне выходных частот, а нелинейные искажения сравнительно невелики.



ласованную нагрузку 600 Ом. При указанных на схеме данных регулировка выходного напряжения производится от 0 до 100 дБ через 10 дБ. При замкнутом ключе $K_{л1}$ и разомкнутом $K_{л2}$ работает только первое звено R_1, R_2, R_3 . Это звено вносит ослабление пятью ступенями, одновременным переключением резисторов R_2 и R_3 с помощью переключателя. Разомкнув ключ $K_{л1}$ и замкнув $K_{л2}$, включают второе, нерегулируемое звено R'_1, R'_2 , которое вносит ослабление 50 дБ. Комбинируя положение переключателя и ключей $K_{л1}$ и $K_{л2}$, можно вносить ослабление до 100 дБ.

$$A = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}, \quad (2.1)$$

$$\text{или } A = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}, \quad (2.2)$$

где $U_1(P_1)$ — напряжение (мощность) на входе аттенюатора (показание вольтметра на выходе усилителя); $U_2(P_2)$ — на выходе. Формулу (2.1) можно переписать так:

$$U_1 = U_2 \cdot 10^{A/20} \quad (2.3)$$

и

$$U_2 = U_1 / 10^{A/20}. \quad (2.4)$$

По (2.1) вычисляют ослабление аттенюатора, которое нужно установить на его шкале для уменьшения уровня сигнала на заданное число децибел. По (2.3) легко вычислить необходимое напряжение на входе аттенюатора U_1 для получения выходного напряжения U_2 при ослаблении A дБ. По (2.4) вычисляют выходное напряжение U_2 при установленном ослаблении A и входном напряжении U_1 . Аналогичные действия выполняют по (2.2) для мощностей.

Согласующий трансформатор (рис. 2.46) предназначен для ступенчатого согласования выходного сопротивления генератора с сопротивлением нагрузки. Согласование заключается в трансформации сопротивления нагрузки R_H из вторичной обмотки в первичную так, чтобы сопротивление нагрузки первичной обмотки R_1 оставалось неизменным, т. е. чтобы не нарушалось ее со-

Таблица 2.2

Основные характеристики	ГЗ-18	ГЗ-33	ГЗ-102	ГЗ-104	ГЗ-105
Диапазон частот, Гц—кГц	20—20	20—200	20—200	20—40	10—2000 через 0,01 Гц
Основная погрешность установки частоты, Гц	$\pm(0,01f+2)$	$\pm(0,02f+1)$	$\pm(0,01f+2)$	$\pm(0,01f+2)$	$\pm 5 \cdot 10^{-7} f$
Изменение частоты, Гц, за 1 ч после установления режима	± 5	$\pm 2,5 \cdot 10^{-3} f$	—	—	$\pm 1 \cdot 10^{-7} f$
Основная погрешность установки:					
уровня, %	$\pm(2,5-3,5)$	$\pm(2,5-5)$	± 4	—	—
аттенюатора, дБ	$\pm(0,5-1,0)$	$\pm(0,5-1)$	$\pm(0,5-0,8)$	—	—
Коэффициент гармоник, %	0,5—2	0,3—3	0,02—2	1—1,5	2—5
Масса, кг	40	30	9	25	47

ласование с выходным сопротивлением аттенюатора. Для этого в согласующем трансформаторе вторичная обмотка секционирована. Число витков секции ω_{2c} определяется по формуле

$$\omega_{2c} = \omega_1 \sqrt{R_n/R_1},$$

где ω_1 — число витков первичной обмотки. Вторичная обмотка выполняется со средней точкой и один конец ее можно соединять с корпусом прибора. Это дает возможность осуществлять как симметричный, так и несимметричный выходы генератора.

Промышленность выпускает много типов генераторов измерительных сигналов низкочастотных. Основные характеристики некоторых из них приведены в табл. 2.2.

2.3. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ

Высокочастотные генераторы являются источниками незатухающих и модулированных сигналов с известными параметрами. Они покрывают диапазон частот от 100 кГц до 79 ГГц и разделяются на генераторы радиовещательного диапазона, работающие в диапазоне 100 кГц — 50 МГц, метрового и дециметрового диапазонов — 4—400 МГц, сантиметрового диапазона — 1—40 ГГц и миллиметрового диапазона волн — 40—79 ГГц. Существуют и другие наименования этих групп генераторов: высокочастотные, ультравысокочастотные и сверхвысокочастотные с коаксиальным или волноводным выходом. Такое разделение объясняется, с одной стороны, областью их применения, а с другой, — различными конструкциями колебательных цепей и электронных приборов, обеспечивающих нужный диапазон частот.

Высокочастотные генераторы разделяются на классы по основной погрешности установки частоты (F -параметры), выходного напряжения или мощности (U —(P)-параметры), модуляции (AM -, FM -, PM -параметры). Нормы на эти параметры регламентируются соответствующими ГОСТ.

Генераторы радиовещательного диапазона на транзисторах строятся по типовой структурной схеме, представленной на рис. 2.5. Задающий генератор $ЗГ$ выполнен на LC -контурах. Переключением катушек индуктивности устанавливается нужный поддиапазон, а изменением емкости переменного конденсатора плавно изменяется частота в его пределах. Частота колебательно-го контура пропорциональна корню квадратному изменению емкости, поэтому перекрытие в пределах поддиапазона невелико и равно 2—2,5, а число поддиапазонов достигает восьми. Задающий генератор выполняется по индуктивной трехточечной схеме при включении транзистора по схеме с общим коллектором.

Напряжение с выхода задающего генератора поступает в два канала — основной и вспомогательный. В вспомогательный канал входят широкополосный усилитель $ШУ_1$ и выходное гнездо IV . Основной канал содержит амплитудный модулятор M , широкополосный усилитель $ШУ_2$, высокочастотный аттенюатор $Ат_1$ и

выходное гнездо μV . Широкополосные усилители — одинаковые, трехкаскадные транзисторные усилители, обеспечивающие на нагрузке 50 Ом выходное напряжение 1 В. Модулятор M представляет собой широкополосный транзисторный усилитель, коэффициент передачи которого изменяется модулирующим сигналом, по-

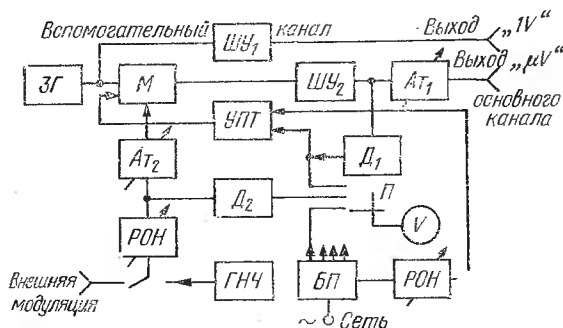


Рис. 2.5. Структурная схема генератора радиовещательного диапазона

лучаемым от встроенного генератора $ГНЧ$ (внутренняя модуляция 1000 Гц) или внешнего источника (внешняя модуляция 50 Гц — 15 кГц).

Модулятор и второй широкополосный усилитель охвачены цепью автоматического регулирования уровня сигнала на входе высокочастотного аттенюатора. Регулировка осуществляется по цепи: выход $ШУ_2$, детектор $Д_1$, дифференциальный усилитель постоянного тока $УПТ$, вход модулятора M . На второй вход $УПТ$ подается постоянное опорное напряжение, относительно которого автоматически устанавливается уровень выходного напряжения $ШУ_2$. Предусмотрен регулятор опорного напряжения $РОН$, с помощью которого можно плавно изменять напряжение на входе аттенюатора $АТ_1$ в пределах 10 дБ. Выходное напряжение основного канала устанавливается ступенчатым аттенюатором $АТ_1$, вносящим ослабление через 10 дБ до 110 дБ.

Коэффициент амплитудной модуляции устанавливается опорным напряжением, получаемым от источника модулирующего напряжения и контролируемым через детектор $Д_2$ измерительным прибором, и низкочастотным аттенюатором $АТ_2$, шкала которого проградуирована в процентах модуляции.

Генераторы ультравысокочастотные предназначены для настройки телевизионных устройств, радиоприемников с частотной модуляцией, аппаратуры низовой и подвижной радиосвязи. Они работают в режиме незатухающих колебаний или амплитудной, частотной и импульсной модуляции. Диапазон частот 4—400 МГц обеспечивается задающим генератором, работающим на миниатюрном генераторном триоде и LC -контурах. Имеются

генераторы с делителями частоты ДЧ (рис. 2.6), что упрощает схему задающего генератора, так как не нужна коммутация колебательных контуров.

Структурные схемы генераторов метрового и дециметрового диапазонов подобны приведенной на рис. 2.5. Частотная модуляция осуществляется в задающем генераторе с помощью варикала, присоединенного параллельно колебательному контуру.

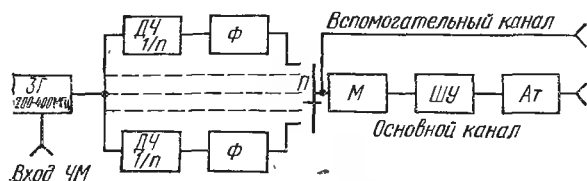


Рис. 2.6. Упрощенная структурная схема генератора ультравысокочастотного

Генераторы сверхвысокочастотные вырабатывают измерительные сигналы в диапазоне частот 1—79 ГГц. Для генерации сигналов с частотами до 3 ГГц применяют триоды маяжковой конструкции или металлокерамические. Выводы от электродов этих ламп выполнены в виде металлических дисков, что позволяет помещать эти лампы в коаксиальные колебательные цепи. Установка нужной частоты осуществляется регулировкой длины отрезка коаксиальной трубы, поэтому перекрытие не превышает 1,5. Выходное напряжение (мощность) снимается с гнезда коаксиальной конструкции, рассчитанного на нагрузку 75 или 50 Ом.

Для получения сигналов с частотой выше 3 ГГц, как правило, применяются клистроны с внешними резонаторами или отражательные клистроны. Имеются генераторы СВЧ, работающие на диодах Ганна. Выход при частотах до 15—17 ГГц — коаксиальный, на более высоких — волноводный, соответствующего сечения. На входе аттенюатора предусматривается измеритель мощности, а частота контролируется частотомером.

Аттенюаторы СВЧ диапазона по принципу действия разделяются на предельные, поглощающие и поляризационные; по конструкции — на коаксиальные и волноводные. В измерительных генераторах встроенные аттенюаторы преимущественно применяются предельные и поглощающие.

Предельный аттенюатор (рис. 2.7а) представляет собой отрезок круглого волновода с большим затуханием для рабочих частот, значение которого устанавливается регулировкой расстояния между элементами связи. Ослабление, вносимое предельным аттенюатором с индуктивной связью, определяется по формуле $A = 15,9l/r + A_0$, дБ, где A_0 — начальное затухание 10—15 дБ. Достойность предельного аттенюатора заключается в линейной зависимости ослабления от расстояния l и большом ослаблении, достигающем 100 дБ. Предельные аттенюаторы применяются в диапазоне частот 300 МГц — 10 ГГц. Согласующие резисторы обеспечивают согласование волновых сопротивлений коаксиальной линии 1 и отрезка волновода 2.

Основные характеристики	Г4-102	Г4-93	Г4-70	Г4-107	Г4-112	Г4-104
Диапазон частот, МГц	0,1—50	0,01—50	4—300	12,5—400	$(8,15—12,4) \cdot 10^3$	$(52—79) \times 10^3$
Погрешность частоты установки, %	± 1	$\pm 0,5—\pm 0,01$	± 1	± 1	$\pm 0,5$	$\pm 1,5$
Нестабильность частоты, Гц, за 15 мин	$2,5 \cdot 10^{-4} f + 50$	$4 \cdot 10^{-5} f + 10$	$1,5 \cdot 10^{-4} f$	$1,5 \cdot 10^{-4} f$	$1 \cdot 10^{-4} f$	10 МГц
Выходное напряжение, мкВ (мощность, Вт)	$0,1—5 \cdot 10^5$	$0,1—10^6$	$1,5—5 \cdot 10^4$	$1—10^6$	$(10^{-15}—10^{-4})$	$(4 \cdot 10^{-3})$
Погрешность установки:						
уровня, %	± 12	± 6	± 10	—	—	—
аттенюатора, дБ	$\pm 1,5$	± 1	± 2	1	1,5	—
Модуляция	АМ	АМ	АМ, ЧМ, ИМ	АМ, ЧМ, ИМ	ИМ, ЧМ	ИМ
Масса, кг	8	18	30	10	10	44

Поглощающие аттенюаторы (рис. 2.7б) вносят ослабление за счет частичного поглощения проходящего по ним электромагнитного поля, которое нагревает пластинки, расположенные внутри аттенюатора. Ослабление возрастает при одновременном перемещении двух пластин от боковых стенок к центру волновода. Плас-

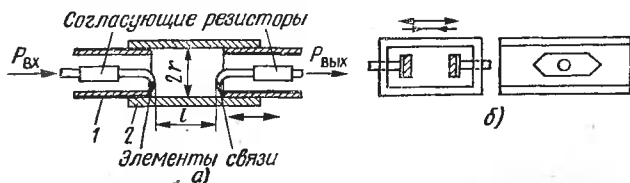


Рис. 2.7. Аттенюаторы СВЧ:

а) предельный с индуктивной связью; б) поглощающий

тины из диэлектрика покрыты с внутренней стороны пленкой нихрома или аквадагом. Концы пластин скошены, что улучшает их согласование с трактом передачи. Поглощающие аттенюаторы не поддаются расчету, и его шкала градуируется заранее. Ослабление одного аттенюатора составляет 20—40 дБ. Для получения большего ослабления их можно соединять последовательно. Поглощающие аттенюаторы применяются в диапазоне частот 1,5—79 ГГц.

Промышленность выпускает десятки типов генераторов сигналов высокочастотных. Основные характеристики некоторых из них помещены в табл. 2.3.

2.4. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Для настройки и регулировки применяемых в телевидении и связи импульсных схем, электронных вычислительных машин и других устройств нужны измерительные сигналы в виде прямоугольных импульсов тока или напряжения с известной длительностью, необходимой полярностью и заданной частотой следования. Источниками таких сигналов являются генераторы сигналов импульсной формы. К ним предъявляются следующие основные технические требования: широкий диапазон частоты следования; большие пределы установки длительности импульсов; воз-

можность установки и регулировки высоты (амплитуды) импульса.

Обобщенная структурная схема генератора импульсов приведена на рис. 2.8. В задающем генераторе ЗГ вырабатываются сигналы, частота следования которых устанавливается в

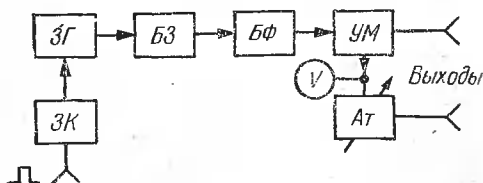


Рис. 2.8. Структурная схема генератора импульсов

заданных пределах плавно или дискретно. Режим генерации может быть непрерывный или ждущий. В ждущем режиме для запуска генератора используют внешние пусковые импульсы, которые через запускающий каскад *ЗК* возбуждают задающий генератор. Импульсы с выхода *ЗГ* поступают на блоки задержки *БЗ* и формирования *БФ*. Задержка импульса осуществляется в широких пределах плавно или дискретно. В блоке формирования создаются прямоугольные импульсы заданной длительности, формы и высоты. Усилитель мощности *УМ* предназначен для увеличения и плавного регулирования высоты импульсов, изменения их полярности и согласования схемы формирования с нагрузкой.

Импульсы с выхода *УМ* подаются в нагрузку непосредственно или через ступенчатый аттенуатор с ослаблением 40—60 дБ. Электронный амплитудный вольтметр позволяет измерить высоту (амплитуду) импульсов на входе аттенуатора. Иногда для этой цели используют осциллографический индикатор.

Промышленность выпускает много типов импульсных генераторов. Основные характеристики некоторых из них приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Основные характеристики	Г5-15	Г5-35	Г5-38	Г5-47
Длительность импульса, мкс	0,1—10	0,1—10 1—999999	1—1000	$(3—100) \cdot 10^3$
Высота импульса, В на нагрузке, Ом	100 1000	50 100 75 500	100 50000	50 75
Погрешность установки высоты, %	± 10	± 10	± 1	± 10
Регулировка высоты, дБ	80	60	20	59
Частота следования, кГц	0,04—10	0,001—1000	От одиночного до 1	0,02—200
Погрешность установки частоты, %	± 10	$\pm 0,003$	± 20	± 10
Масса, кг	12,5	52	20	19

Для измерения основных параметров телевизионных вещательных трактов передачи изображения, например магистральных каналов изображения радиорелейных и кабельных систем передачи, или звеньев этих трактов, например радиопередатчиков, применяются специально разработанные для этой цели испытательные сигналы. Номинальные формы телевизионных испытательных сигналов и их параметры определяются ГОСТ 18471—73. Для полу-

чения этих сигналов разработан и выпускается *генератор телевизионных испытательных сигналов Г6-8*, формирующий испытательные сигналы требуемых форм с заданными допусками [4, ч. 3].

2.5. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Генератор шума предназначен для создания случайных сигналов с равномерным спектром и известным уровнем в заданном диапазоне частот. Генераторы шума применяются при измерении чувствительности приемников, усилителей, акустических устройств, а также напряженности поля и уровня помех. Они делятся на низкочастотные — с частотой от единиц герц до единиц мегагерц, высокочастотные — от единиц мегагерц до сотен мегагерц и сверхвысокочастотные — от сотен мегагерц до десятков гигагерц.

В любом генераторе шума главным узлом является источник шума. В качестве источников используются горячие резисторы, в которых возникают тепловые флуктуации, электронные лампы с дробовым эффектом, газоразрядные трубки с шумящим ионизированным газом (плазмой), в котором с большой скоростью беспорядочно движутся электроны. Выходной сигнал низкочастотных шумовых генераторов устанавливается в долях вольта, а высоко- и сверхчастотных — в единицах kT_0 , где $k=1,38 \times 10^{-23}$ Вт/(Гц·К) — постоянная Больцмана, T_0 — термодинамическая температура, К. Произведение kT_0 называется спектральной плотностью мощности шума и показывает, сколько ватт мощности приходится на полосу частот в 1 Гц. За единицу спектральной мощности шума принято произведение постоянной Больцмана на 273 К, т. е. $1kT_0 = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 273 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц.

Генераторы шума низкочастотные (рис. 2.9а) строятся по схеме с гетеродинированием, т. е. с переносом высокочастотного шума в диапазон низких частот. Источником шума ИШ является горячий резистор или, чаще, многоэлектродная электронная лампа, вырабатывающая шум в диапазоне 50—80 МГц.

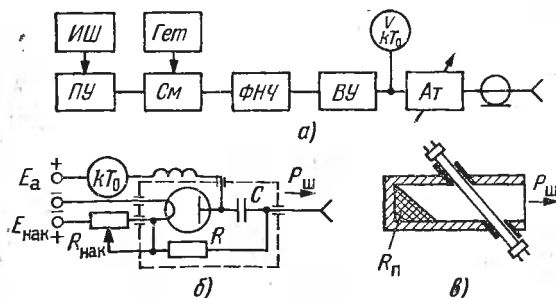


Рис. 2.9. Схемы генераторов шумовых сигналов: а) низкочастотный; б) высокочастотный; в) сверхвысокочастотный

Полосовой усилитель *ПУ* с средней частотой 70 МГц и полосой пропускания 10—15 МГц усиливает напряжение шума источника. Этот шум и напряжение гетеродина *Гет* с частотой 70 МГц поступают на смеситель *См*, на выходе которого образуется равномерный спектр частот, лежащий в полосе 0—7,5 МГц. Фильтры нижних частот *ФНЧ* формируют три поддиапазона спектра выходных сигналов: 15 Гц—20 кГц, 15 Гц—600 кГц и 15 Гц—6,5 МГц. Видеоусилитель *ВУ* с коррекцией в области верхних и нижних частот для выравнивания частотной характеристики усиливает шумовой сигнал до 5 В. На выходе предусмотрен резистивный аттенюатор с ослаблением до 100 дБ через 10 дБ. На входе аттенюатора напряжение измеряется вольтметром среднеквадратических значений.

Генератор шума высокочастотный строится на миниатюрном вакуумном диоде, работающем в режиме насыщения. Его шумовой ток

$$i_{ш} = \sqrt{2eI_s \Delta f},$$

где e — заряд электрона ($e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл); I_s — ток насыщения диода, А; Δf — полоса частот, ограниченная сверху междуэлектродной емкостью диода и индуктивностью вывода катода, она равна приблизительно 600 МГц. Шумовой ток диода зависит от тока насыщения диода, который легко изменять регулировкой тока накала его катода. Конструктивно генератор шума на диоде представляет собой отрезок коаксиальной линии (рис. 2.9б), в центре которой расположены диод, его нагрузка R и разделительный конденсатор C . Генератор с помощью коаксиального разъема можно соединить со входом исследуемого устройства непосредственно или через аттенюатор коаксиальной конструкции на определенное число децибел ослабления. Для питания диода, создания импульсной модуляции, установки и отсчета спектральной плотности шума в комплект генератора входит индикаторное устройство. Установка выходной мощности $P_{ш}$ (спектральной плотности) производится реостатом накала катода диода $R_{нак}$ и контролируется измерителем тока анода, проградуированного в единицах kT_0 .

Генераторы шума сверхвысокочастотные (рис. 2.9в) работают на газоразрядной трубке, помещенной в отрезок коаксиальной или волноводной линии. В последнем случае трубка помещается под небольшим углом к оси волновода, что обеспечивает согласование трубки и волновода. В одном конце волновода помещают поглощающую нагрузку R_n , другой — открытый конец волновода — соединяют с исследуемым устройством. Шум имеет равномерный спектр только в том участке диапазона частот, где выполняется условие согласования трубки с линией, поэтому СВЧ генераторы шума имеют перекрытие при коаксиальной конструкции 2—4, при волноводной — 1,4—1,5. Промышленность выпускает много типов генераторов шума; основные характеристики некоторых из них приведены в табл. 2.5.

Основные характеристики	Г2-37	Г2-32	Г2-39	Г2-40	Г2-43
Диапазон частот, Гц	$15-6,5 \cdot 10^6$	$(1-600) \cdot 10^6$	$(1-3) \cdot 10^9$	$(8,25-12) \times 10^9$	$(25,8-37,5) \cdot 10^9$
Выходной сигнал, В	$3 \cdot 10^{-6} - 1$	—	—	—	—
kT_0	—	1-50	63-71	55-72	53-70
Погрешность установки уровня сигнала, %	± 4	± 10	—	—	—
дБ	—	—	$\pm 0,4$	$\pm 0,35$	$\pm 0,6$
Выход: сопротивление, Ом	50 и 75	75	50	—	—
волновод, мм	—	—	—	23×10	$7,2 \times 3,4$

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как классифицируются генераторы измерительных сигналов?
2. Перечислите основные технические требования к генераторам.
3. Начертите принципиальную схему задающего RC-генератора и поясните работу каждого блока.
4. Начертите структурную схему задающего генератора на биепиях и поясните назначение каждого блока.
5. Расскажите назначение каждого блока генератора высокочастотных сигналов, структурная схема которого представлена на рис. 2.5.
6. Каков принцип действия аттенюатора предельного типа и поглощающего? Расскажите их устройство.
7. Каково назначение генераторов шума?

ГЛАВА 3

ЭЛЕКТРОННЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

3.1. НАЗНАЧЕНИЕ. КЛАССИФИКАЦИЯ. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ

Электронные осциллографы предназначены для наблюдения формы электрических сигналов и измерения их параметров. С помощью различных осциллографов можно наблюдать практически любые сигналы — периодические, как непрерывные, так и импульсные; непериодические любой формы; одиночные, например электрический разряд. Диапазон частот электрических сигналов, которые можно наблюдать с помощью современных осциллографов, составляет 0—10 ГГц, при напряжениях от единиц милливольт до сотен вольт.

Электронные осциллографы получили широкое распространение во многих областях науки и техники, поскольку их применение открыло возможности непосредственного наблюдения и изучения быстропротекающих процессов, не доступных наблюдению другими средствами.

Электрический сигнал представляется на экране осциллографа в виде линий или фигур, в которых заключена функциональная зависимость двух величин, например $u_1 = f(u_2)$. Изображение на экране осциллографа называется *осциллограммой*. Наибольший интерес представляет зависимость изменения некоторой величины от времени, например $u_1 = f(t)$, поэтому в осциллографах предусмотрена возможность такого представления исследуемых сигналов.

Электронные осциллографы разделяются на универсальные, позволяющие наблюдать электрические сигналы с частотой от 0 до 100 МГц, скоростные или стробоскопические для частот 0—10 ГГц и запоминающие, на экранах которых осциллограмма может храниться до 7 суток.

Универсальный электронный осциллограф (рис. 3.1) состоит из электроннолучевой трубки с электростатическим отклонением луча и трех электрических каналов, обозначаемых латинскими прописными буквами Y, X и Z, и блока питания БП. По каналу Y поступает исследуемое напряжение, отклоняющее электронный луч в вертикальном направлении; по каналу X — напряжение, отклоняющее луч в горизонтальном направлении; по каналу Z — напряжение, управляющее яркостью луча. Кроме того, в осциллографах предусмотрены измерительные блоки: калибратор амплитуды и калибратор длительности.

Электронные осциллографы бывают однолучевые, двухлучевые (двухканальные) и многолучевые, позволяющие одновременно наблюдать два или несколько сигналов. В двухлучевых осциллографах применяются двухлучевые трубки и соответственно два канала Y. В двухканальных осциллографах применяется однолучевая трубка, а два канала Y поочередно с большой скоростью с помощью электронного коммутатора подсоединяются к пластинам вертикального отклонения.

Электроннолучевые трубки подробно изучаются в курсе электронных приборов, поэтому здесь ограничимся лишь кратким напоминанием основных принципов работы трубки и ее устройства. На рис. 3.2 представлена электроннолучевая трубка — устройство и графические обозначения. В стеклянном баллоне с высоким вакуумом расположены электронный прожектор, с помощью которого формируется электронный луч, и две пары взаимно перпендикулярных пластин, на которые подаются напряжения, отклоняющие луч в вертикальном и горизонтальном направлениях. На дно баллона нанесен тонкий слой люминофора — вещества, способного светиться при падении на него электронов; этот слой

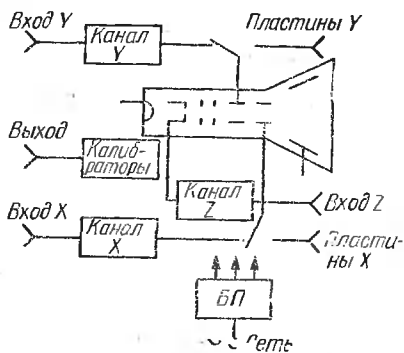


Рис. 3.1. Упрощенная структурная схема универсального электронного осциллографа

образует экран трубки. Экран характеризуется послесвечением. Длительностью послесвечения называется интервал времени, в течение которого яркость уменьшается до 1% от яркости в момент прекращения действия электронного луча. Послесвечение называют коротким, средним и длительным при интервалах менее 0,01,

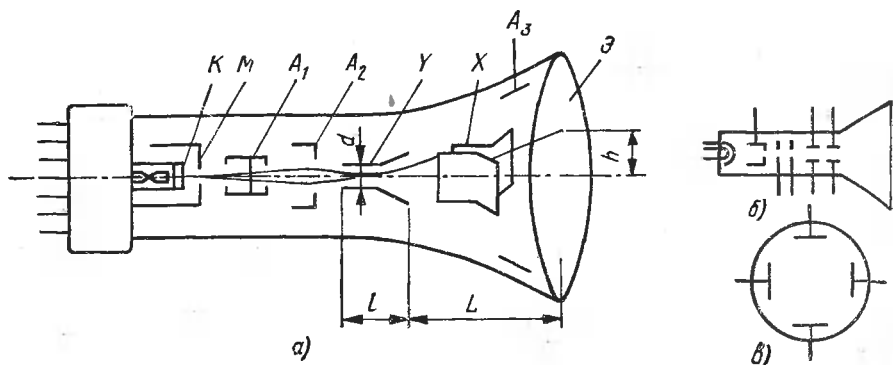


Рис. 3.2. Электроннолучевая трубка:

а) устройство; б) графическое изображение в схемах; в) упрощенное изображение; К — катод; М — модулятор; А₁ — первый анод; А₂ — второй анод; Y и X — отклоняющие пластины; А₃ — третий анод; Э — экран

до 0,1 и более 0,1 с соответственно. Длительное послесвечение облегчает наблюдение кратковременных и непериодических сигналов.

Электроннолучевые трубки характеризуются чувствительностью, т. е. отклонением луча в миллиметрах под воздействием напряжения в 1 В; входной емкостью между выводами пластин; напряжениями питания; диаметром экрана.

Осциллографы универсальные различаются по их техническим характеристикам, куда входят следующие основные данные:

- полосы пропускания частот каналов Y и X;
- входные сопротивления и входные емкости каналов Y, X и Z;
- входные сопротивления и входные емкости пластин Y и X;
- чувствительности каналов Y и X;
- пределы напряжения и длительности исследуемого сигнала;
- погрешность измерения амплитуды и длительности сигналов.

3.2. ПОЛУЧЕНИЕ ОСЦИЛЛОГРАММ. РАЗВЕРТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ

Если на пластины вертикального отклонения (пластины Y) подать сигнал в виде переменного напряжения любой формы, то на экране трубки появится след движущегося луча — осциллограмма в виде вертикальной линии *l*. По такой осциллограмме можно судить о наличии и значении приложенного напряжения, но форму его определить невозможно (рис. 3.3).

При одновременной подаче на пластины Y синусоидального напряжения u_y , а на пластины X линейновозрастающего напряжения u_x на экране трубки появится осциллограмма (рис. 3.4а), воспроизводящая сигнал синусоидальной формы. Заметим, что периоды обоих напряжений равны друг другу: $T_y = T_x$. При этом условии электронный луч под воздействием линейновозрастающего (пилообразного) напряжения перемещается с равномерной скоростью слева направо по экрану трубки и под влиянием синусоидального сигнала отклоняется по вертикали — вверх и вниз. В результате сигнал u_y представляется «развернутым» по оси X . Напряжение пилообразной формы u_x называют *развертывающим напряжением*, или *напряжением развертки*, а процесс отклонения луча по горизонтали с равномерной скоростью — *линейной разверткой*. Линейная развертка характеризуется периодом T_x или

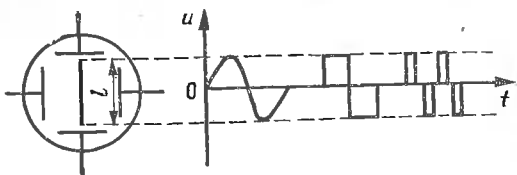


Рис. 3.3. Отклонение луча по вертикали

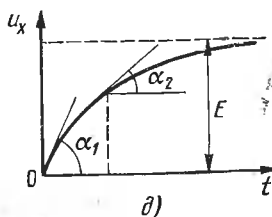
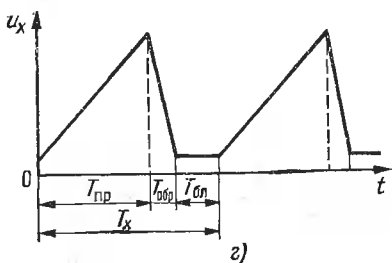
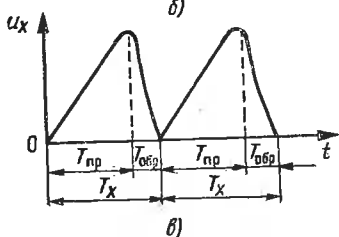
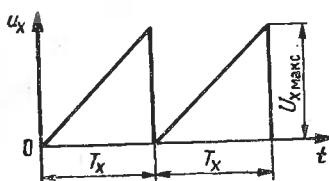
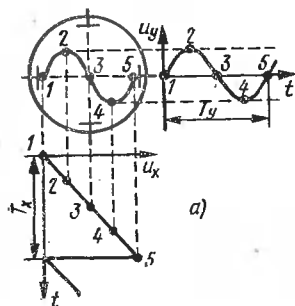


Рис. 3.4. Линейная развертка:
а) построение осциллограммы; б) идеальная форма напряжения развертки;
в, г) реальные формы, получаемые от лампового и транзисторного генераторов соответственно; д) определение коэффициента нелинейности

частотой f_X и максимальным значением отклоняющего напряжения $U_{X \text{ макс.}}$.

На рис. 3.46 и в представлены идеализированная и реальная формы напряжения развертки. В реальной (искаженной) форме период развертки T_X распадается на два временных интервала: прямого хода луча $T_{\text{пр}}$ и обратного хода луча $T_{\text{обр}}$. Таким образом, период $T_X = T_{\text{пр}} + T_{\text{обр}}$. Во время прямого хода луча он с равномерной скоростью передвигается в горизонтальном направлении по диаметру экрана, а во время обратного хода быстро возвращается в исходное положение.

На рис. 3.4г представлена реальная форма развертывающего напряжения, полученного от транзисторного генератора. Здесь период развертки T_X состоит из трех участков: длительности прямого хода луча $T_{\text{пр}}$, длительности обратного хода $T_{\text{обр}}$ и длительности блокировки $T_{\text{бл}}$. Длительность блокировки равна интервалу времени между окончанием обратного хода и началом следующего прямого хода луча.

Напряжение развертки также характеризуется коэффициентом нелинейности на участке прямого хода луча K_n , который вычисляется по следующей формуле:

$$K_n = \frac{\operatorname{tg} \alpha_1 - \operatorname{tg} \alpha_2}{\operatorname{tg} \alpha_1} \cdot 100\%,$$

где α_1 и α_2 — углы между осью абсцисс и касательными к кривой напряжения развертки в начале и конце прямого хода соответственно (рис. 3.4д). В универсальных осциллографах нелинейность допускается около 5%.

Чтобы след обратного хода луча не вызывал свечения экрана и не усложнял вид осциллограммы, синхронно с обратным ходом луча подают в канал Z «гасящий» импульс, запирающий трубку на время $T_{\text{обр}}$. Этот же эффект можно получить на трубках с дополнительными «бланкирующими» пластинами, с помощью которых луч можно вывести за пределы экрана.

Источником напряжения линейной развертки является генератор развертки — один из основных узлов канала X осциллографа. Схемы генераторов развертки различны, но принцип получения пилообразного напряжения одинаков и сводится к заряду и разряду конденсатора через резистор или электронный прибор. Пе-

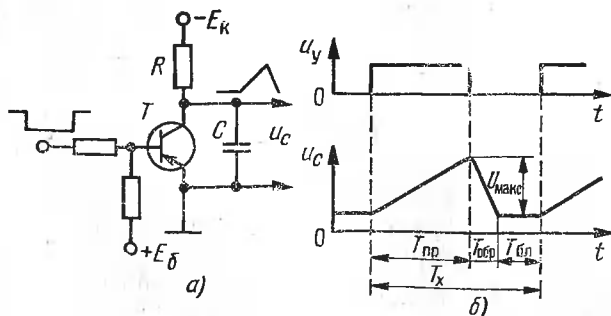


Рис. 3.5. Получение пилообразного напряжения:
а) схема; б) диаграммы напряжений

реключение конденсатора с заряда на разряд происходит с помощью электронного ключа. Конденсатор и резистор называют *времензадающими элементами*, так как их параметры определяют длительность прямого хода луча.

Простейшая схема для формирования пилообразного напряжения приведена на рис. 3.5а. Здесь R и C — времензадающие элементы, а T — переключающий транзистор. В начальном состоянии транзистор T открыт и напряжение на конденсаторе минимально. Для получения прямого хода в цепь базы подается управляющий импульс отрицательной полярности, транзистор запирается и конденсатор C заряжается через резистор R . Когда управляющий импульс прекращается, транзистор открывается и конденсатор быстро разряжается, формируя обратный ход (рис. 3.5б).

Известно, что напряжение на конденсаторе при заряде его через резистор растет по экспоненциальному закону:

$$u_c = E \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right),$$

т. е. сначала линейно, а затем асимптотически приближается к напряжению источника питания E_K . Для получения допустимой нелинейности пилообразного напряжения приходится использовать только начальный участок экспоненты. Это является главным недостатком схемы (рис. 3.5а). Здесь коэффициент нелинейности $K_n = U_{\text{макс}}/E_K$; при заданных $K_n = 10\%$ и $E_K = 10$ В максимальное значение напряжения прямого хода составит всего 1 В.

Причина нелинейности напряжения заключается в том, что по мере возрастания напряжения уменьшается зарядный ток i_3 :

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_3 dt.$$

Если добиться, чтобы ток i_3 не изменялся ($i = I = \text{const}$), то его можно вынести за знак интеграла. Тогда получим

$$u_c = \frac{I}{C} \int dt = \frac{I}{C} t = at,$$

где a — коэффициент пропорциональности, т. е. напряжение будет изменяться пропорционально времени.

Для линеаризации напряжения развертки можно получить постоянный зарядный ток с помощью токостабилизирующего элемента, например открытого транзистора, в котором ток коллектора изменяется незначительно при большом изменении коллекторного напряжения (рис. 3.6) при постоянном напряжении на эмиттере.

На рис. 3.7 приведена упрощенная схема формирования пилообразного напряжения с токостабилизирующим транзистором T_2 , который всегда находится в открытом состоянии. Транзистор T_1 работает в режиме электронного ключа. В начальном состоянии транзистор T_1 открыт, напряжение на конденсаторе мало. Управ-

ляющий импульс отрицательной полярности закрывает транзистор T_1 , и конденсатор C заряжается постоянным током, текущим через транзистор T_2 , формируя прямой ход. С прекращением управляющего импульса транзистор T_1 открывается, и конденсатор быстро разряжается через него. Нелинейность напряжения развертки определяется отношением $\Delta I_K / I_K$ (см. рис. 3.6).

Для линейризации напряжения развертки также используется отрицательная обратная связь, реализуемая в интеграторах, о чем будет изложено ниже.

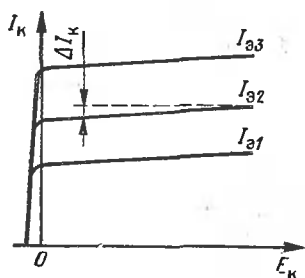


Рис. 3.6. Характеристика транзистора

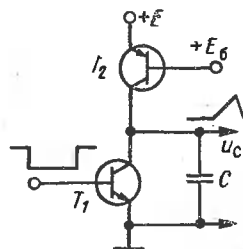


Рис. 3.7. Получение пилообразного напряжения с помощью токостабилизирующего транзистора

Наблюдать сигнал на экране осциллографа можно только при неподвижной осциллограмме. Это обеспечивается при условии равенства или кратности периодов напряжения развертки и исследуемого сигнала: $T_X = nT_Y$ или $f_Y = nf_X$, где $n = 1, 2, 3 \dots$. Для выполнения этого условия применяется *синхронизация*, т. е. принудительная «подгонка» частоты развертки к равенству или кратности частоты сигнала. Синхронизация называется *внутренней*, если производится исследуемым сигналом, и *внешней*, если в качестве напряжения синхронизации используется напряжение внешнего источника, синхронного с сигналом. Предусмотрена синхронизация «от сети», т. е. с частотой 50 Гц.

Для определения частотной и фазовой зависимости между двумя синусоидальными сигналами в оба канала осциллографа подаются напряжения $u_Y = U_Y \sin(\omega t + \varphi)$ и $u_X = U_X \sin \omega t$, а внутренний генератор линейной развертки выключается. В этом случае исследуемый сигнал u_Y разворачивается по горизонтали напряжением u_X . Такая развертка называется *синусоидальной*. На рис. 3.8а показано построение осциллограммы при синусоидальной развертке в случае равенства частот обоих напряжений. Осциллограмма представляет собой фигуру Лиссажу в виде эллипса, форма которого зависит от фазовых соотношений напряжений (рис. 3.8б).

При неравных частотах f_Y и f_X осциллограммы приобретают вид, представленный на рис. 3.8в. Осциллограммы будут непод-

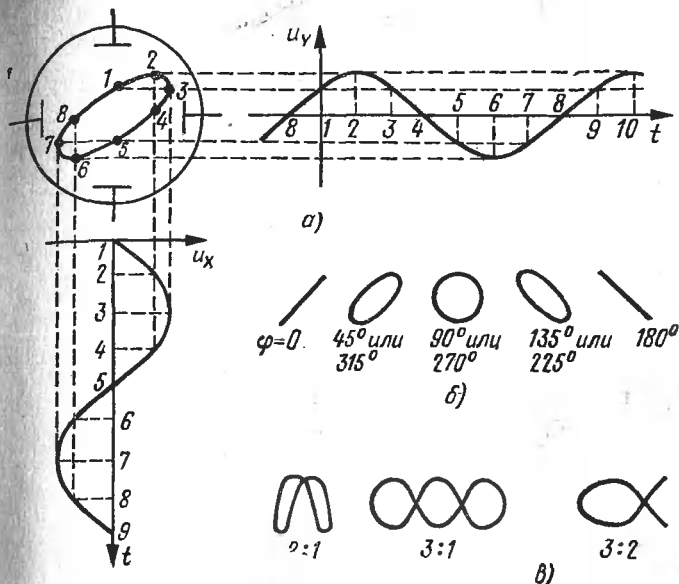


Рис. 3.8. Синусоидальная развертка:

а) получение осциллограммы в виде фигуры Лиссажу; б) фигуры при разных фазовых сдвигах; в) фигуры при разных частотах

вижны только при условии целочисленного отношения частот исследуемых напряжений: $T_Y/T_X = n/m$. При этом за интервал времени $T = mT_Y = nT_X$ периоды обоих напряжений повторяются целое число раз и возвращаются в исходное положение. Фигуры Лиссажу имеют замкнутый вид при кратном отношении n/m и разомкнутый — при некрatном. Замкнутые осциллограммы устойчивые, разомкнутые — перемещаются по экрану.

Круговая развертка получается при подаче на обе пары пластин синусоидальных напряжений, сдвинутых по фазе между собой на 90° : $u_Y = U_Y \sin \omega t$ и $u_X = U_X \sin (\omega t + \frac{\pi}{2})$. Такой сдвиг легко осуществить с помощью простейшей RC-цепочки (рис. 3.9а, б).

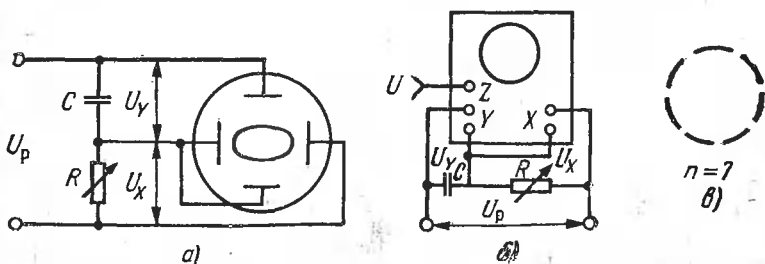


Рис. 3.9. Круговая развертка:

а) подача напряжения развертки на пластины электронолучевой трубки; б) то же, на входы осциллографа; в) осциллограмма

На экране осциллографа получается линия развертки в виде окружности, вращающейся с частотой напряжения развертки. Исследуемый сигнал подается в канал Z , и яркость свечения экрана меняется в зависимости от изменения сигнала, например, при положительном полупериоде возрастает, при отрицательном — уменьшается. Можно отрегулировать начальную яркость так, что при отрицательных полупериодах трубка «гаснет» и осциллограмма будет иметь вид окружности, состоящей из светлых и темных штрихов. Количество светлых (темных) штрихов равно отношению частоты сигнала к частоте развертывающего напряжения (рис. 3.9в).

Вернемся к линейной развертке. Рассмотренная выше непрерывная линейная развертка обеспечивает исследование непрерывных или импульсных сигналов, частота которых одного порядка с частотой развертки, т. е. отношение f_Y к f_X не превышает 10. При исследовании импульсных сигналов малой длительности с большой скважностью, непериодических или одиночных сигналов применяется *жду́щая развертка*. Сущность ждущей развертки заключается в том, что, когда исследуемый сигнал отсутствует, генератор развертки не вырабатывает пилообразное напряжение — ждет, а при поступлении исследуемого сигнала в канал Y генератор развертки запускается и в канал X , на пластины горизонтального отклонения подается один «зубец» пилообразного напряжения, длительность которого устанавливают больше длительности сигнала. Чтобы рассмотреть передний фронт сигнала, развертку нужно начать до поступления сигнала на пластины Y . Для этого сигнал в канале Y задерживают с помощью предусмотренной для этой цели линии задержки $LЗ$.

Ждущая развертка — процесс непериодический, поэтому ее можно характеризовать длительностью t_X и максимальным напряжением $U_{X \text{ макс}}$.

3.3. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ОСЦИЛЛОГРАФА

Структурная схема электроннолучевого осциллографа представлена на рис. 3.10. Рассмотрим работу и принципиальные схемы узлов, входящих в его каналы.

Канал вертикального отклонения предназначен для усиления или ослабления исследуемого сигнала, его задержки при ждущей развертке и преобразования однофазного напряжения сигнала в двухфазный. В соответствии с этим в канал Y входят: делитель напряжения или аттенюатор, входной каскад, предварительный усилитель, линия задержки и оконечный усилитель.

Канал вертикального отклонения в целом, от входных зажимов (входного разъема) до пластин вертикального отклонения, характеризуется полосой пропускаемых частот и коэффициентом отклонения. Полоса пропускания ограничена снизу частотой f_H и сверху — f_B . Между этими частотами амплитудно-частотная ха-

Входной каскад ВхК канала У (рис. 3.12) должен обеспечивать возможно большее входное сопротивление осциллографа, поэтому в современных осциллографах он выполняется на полевых транзисторах T_1 и T_2 , подбираемых по токам стоков. Резистор R_1

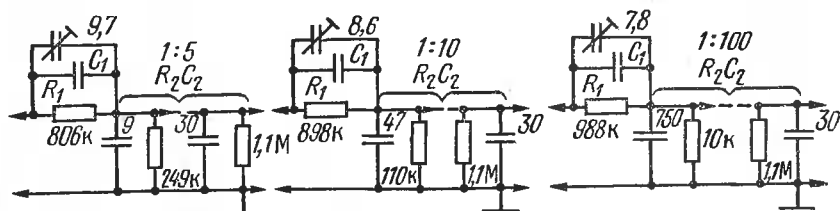


Рис. 3.11. Упрощенная схема входного аттенюатора

и диоды D_1 — D_4 предохраняют полевой транзистор T_1 от перегрузок. Транзистор T_3 является стабилизатором тока. Потенциометром R_2 можно выравнивать токи в плечах транзисторов T_1 и T_2 . Дополнительная балансировка производится потенциометром R_3 .

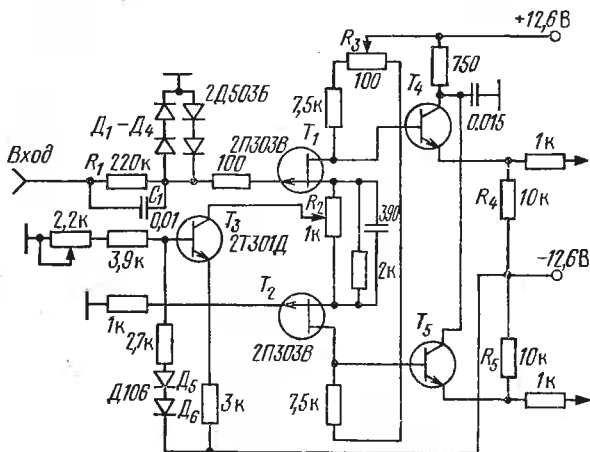


Рис. 3.12. Упрощенная принципиальная схема входного каскада

Транзисторы T_4 и T_5 работают по схеме эмиттерных повторителей с нагрузками R_4 , R_5 . Отсюда сигнал поступает на базы транзисторов T_6 и T_7 входа предварительного усилителя ПУ (рис. 3.13). Усиленный сигнал через резисторы R_6 и R_7 подается на следующий каскад усиления, в качестве которого используется микросхема МС типа 2УС284. Выходной сигнал снимается с эмиттерных повторителей, работающих на транзисторах T_8 и T_9 . Регулировкой положения движка потенциометра R_8 можно перемещать луч в вертикальном направлении.

Оконечный усилитель ОУ вертикального отклонения (рис. 3.14) выполнен на транзисторах T_{10} и T_{11} , с нагрузочных резисторов R_n которых сигнал поступает на пластины У. Для улучшения частотной характеристики каскада применена обратная связь по току, осуществляемая цепью C_2 , R_9 и R_{10} . Напряжение для внутренней синхронизации снимается с нагрузки транзистора T_{10} через эмиттерный повторитель, работающий на транзисторе T_{12} .

Канал горизонтального отклонения (см. рис. 3.10) состоит из трех самостоятельных устройств, обеспечивающих синхронизацию развертывающего напряжения, генерирование пилообразного напряжения в непрерывном или ждущем режиме и усиление этого напряжения.

Главными характеристиками канала горизонтального отклонения являются длительность развертки, коэффициент развертки и нелинейность развертки.

Длительностью развертки называется время прямого хода луча $T_{пр}$, за которое он пересекает всю рабочую часть экрана в горизонтальном направлении. Максимальная длительность развертки определяется допустимыми размерами времязадающего конденсатора в генераторе развертки и послесвечением экрана трубки. Минимальная длительность развертки должна обеспечивать возможность исследования на экране осциллографа переходных процессов коротких сигналов.

Коэффициент развертки $K_x = T_{пр}/l_r$, где l_r — длина отрезка горизонтальной оси, соответствующего прямому ходу луча. Коэффициент развертки выражается в секундах на сантиметр, с/см, или в секундах на деление, с/дел.

Синхронизация развертки осуществляется селектором синхронизации СС, усилителем У и триггером формирования ТЗФ. Селектором выбирается вид синхронизации — внутренняя, внешняя или от сети — с помощью переключателя с соответствующими надписями. Выбранный сигнал синхронизации поступает на усилитель, в котором он усиливается и при необходимости меняет полярность, следовательно, усилитель синхронизации двухкаскадный. Усиленный сигнал поступает на ТЗФ (триггер Шмитта), в котором формируются импульсы синхронизации отрицательной полярности, частота повторения которых равна частоте сигнала синхронизации.

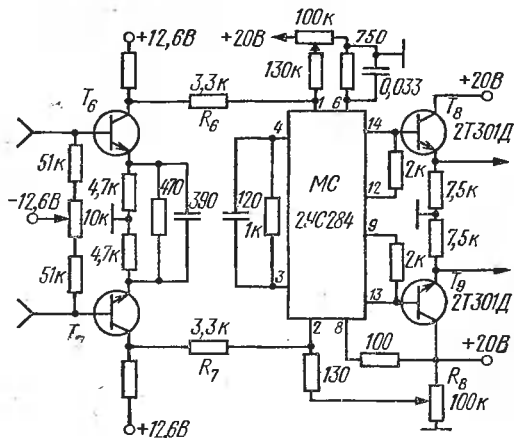


Рис. 3.13. Упрощенная принципиальная схема предварительного усилителя

Предусмотрена возможность регулировки уровня выходного напряжения, что позволяет изменять начальное положение импульса синхронизации.

Генерирование пилообразного напряжения осуществляется устройством развертки, которое состоит из триггера управления разверткой, генератора развертки, каскада блокировки развертки или перевода ее в непрерывный режим. Принципиальная схема этих трех узлов приведена на рис. 3.15.

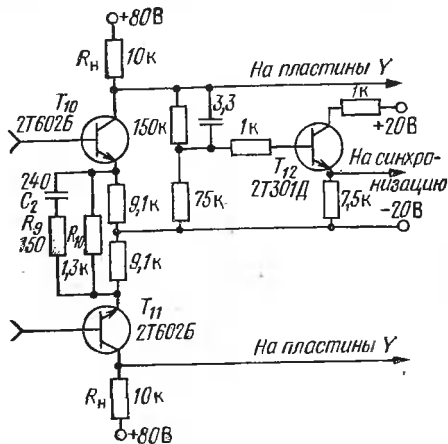


Рис. 3.14. Принципиальная схема оконечного усилителя

ствующий резистор R_1 заряжается от источника — 20 В, что вызывает уменьшение потенциала на затворе транзистора T_3 и базе транзистора T_4 . Напряжение на коллекторе последнего повышается, и на выходе эмиттерного повторителя (транзистор T_5) возникает пило-

Триггер управления разверткой T_2U собран на транзисторах T_1 и T_2 . В начальном состоянии транзистор T_1 открыт, а T_2 закрыт. Диоды D_1 и D_2 открыты и шунтируют конденсатор C_1 , схема «ждет». Дифференцированный импульс синхронизации поступает на базу первого транзистора, и триггер опрокидывается, транзистор T_2 открывается. Диоды D_1 и D_2 запираются, и начинается прямой ход развертки: конденсатор C_1 через соответ-

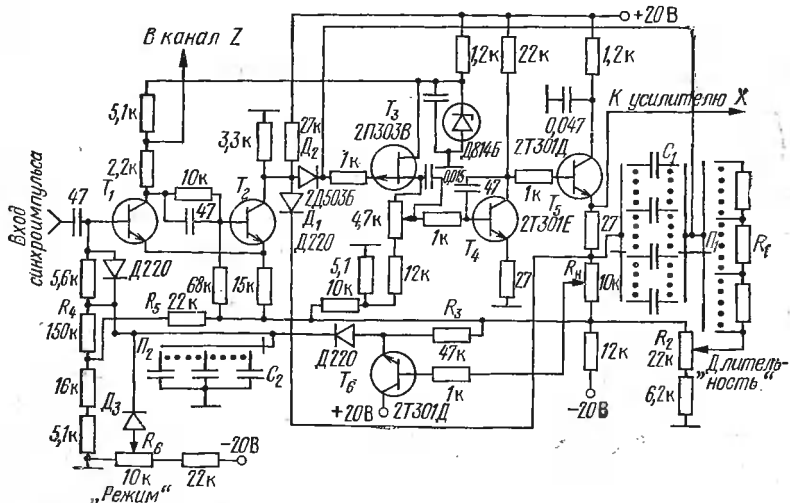


Рис. 3.15. Схема устройств развертки

образное напряжение, которое можно подать на усилитель $У_x$. Часть растущего на нагрузке R_n транзистора T_5 напряжения через конденсатор C_1 передается на затвор истокового повторителя T_3 и создает отрицательную обратную связь, обеспечивающую линейность прямого хода развертки. Таким образом, собственно генератором развертки (генератором линейного напряжения ГЛН) является транзистор T_4 ; полевой транзистор T_3 увеличивает его входное сопротивление, а транзистор T_5 является эмиттерным повторителем. Длительность развертки устанавливается выбором с помощью переключателя Π_1 соответствующих резисторов и конденсаторов. Плавное изменение длительности можно получить потенциометром R_2 . Рассмотренная схема носит название *интегратор Миллера*. Имеются и другие схемы генераторов развертки, широко применяемые в ламповых осциллографах. С ними можно познакомиться, например, в [1].

Блокировка развертки БР осуществляется следующим образом. При достижении пилообразным напряжением некоторого заданного уровня оно через катодный повторитель T_6 передается на первый транзистор триггера управления и опрокидывает его в состояние, когда он не должен реагировать на запускающий импульс синхронизации. Управляющий триггер должен находиться в этом состоянии в течение обратного хода и времени восстановления схемы генератора развертки. Режим нечувствительности к запускающим импульсам обеспечивается напряжением на базе транзистора T_1 , снимаемым с конденсатора C_2 . Этот конденсатор во время прямого хода заряжается через резистор R_3 , а во время обратного хода и времени восстановления разряжается через цепь базы транзистора T_1 . Постоянная времени этой цепи такова, что пока конденсатор C_2 не разрядится до напряжения, установленного на движке потенциометра R_6 «Режим», управляющий триггер остается нечувствительным к запускающим импульсам и генератор развертки заблокирован. При достижении равенства напряжений на конденсаторе C_2 и движке R_6 управляющий триггер будет реагировать на запускающий синхронизирующий импульс.

Потенциометром R_6 «Режим» устанавливается нужный режим работы генератора развертки. Для установления режима ждущей развертки потенциал базы транзистора T_1 устанавливается таким, чтобы он был открыт, но легко закрывался синхронизирующим запускающим импульсом. При прямом ходе развертки потенциал эмиттера транзистора T_6 более положителен, чем движка резистора R_6 , и диод D_3 отключает этот резистор от триггера. Для установления режима непрерывной развертки на базе транзистора T_1 следует поддерживать потенциал ниже уровня его запираения, при этом будет осуществлен прямой ход развертки. По мере роста пилообразного напряжения потенциал базы транзистора T_1 благодаря схеме блокировки будет приближаться к потенциалу отпираения, и при его достижении происходит опрокидывание триггера и начинается обратный ход.

Усилитель канала горизонтального отклонения (рис. 3.16) предназначен для усиления напряжения генератора развертки или внешнего напряжения горизонтального отклонения. Коэффициент усиления такого усилителя невелик, поэтому его структурная схема чаще всего содержит эмиттерный повторитель и фазоинверс-

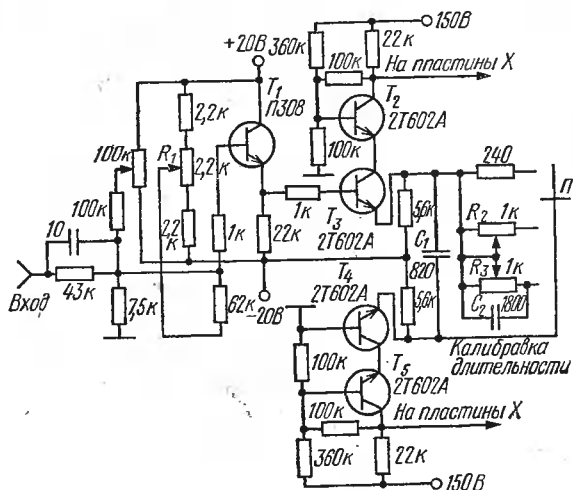


Рис. 3.16. Принципиальная схема усилителя горизонтального отклонения

ный каскад, создающий два противофазных напряжения для пластин X. Первый каскад, работающий на транзисторе T_1 , является согласующим эмиттерным повторителем. Потенциометром R_1 можно изменять положение луча по горизонтали. Оконечный каскад выполнен по фазоинверсной схеме на четырех транзисторах, $T_2—T_5$. Коэффициент усиления можно регулировать с помощью потенциометров R_2 и R_3 , включенных между эмиттерами транзисторов T_3 и T_4 , изменяющих глубину отрицательной обратной связи. Конденсаторы C_1 и C_2 являются элементами коррекции частотной характеристики усилителя.

Во время обратного хода луча и восстановления схемы необходимо луч либо «погасить», заперев трубку на это время, либо вывести за пределы экрана. Так как время обратного хода и восстановления схем на транзисторах довольно значительно, то предпочитают второй путь. Для этого в некоторых трубках имеются дополнительные *бланкирующие* пластины. Если на обеих бланкирующих пластинах напряжение одинаково, то они не оказывают никакого влияния и луч находится в пределах экрана. Если напряжение отличается в несколько раз, то луч, отклоняясь, выходит за пределы экрана. Очевидно, что изменение напряжения должно быть синхронным с работой триггера управления разверткой.

Формирование бланкирующих импульсов выполняется схемой ФБИ, представленной на рис. 3.17. Здесь транзистор T_1 работает в режиме усиления, а транзистор T_2 — в режиме электронного ключа. Одна из бланкирующих пластин включена в делитель R_1 , R_2 и находится всегда под напряжением 20 В. Вторая пластина присоединена к выходу электронного ключа, на выходе которого в открытом состоянии напряжение приблизительно равно 80 В, луч находится за пределами экрана. Когда начинается прямой ход, импульс с триггера управления разверткой открывает транзистор усилителя T_1 , и напряжение на его коллекторе падает. На выходе ключа T_2 напряжение также падает. Когда напряжение коллектора транзистора T_1 снизится до 20 В, открывается диод D_1 и это напряжение фиксируется. Потенциалы пластин оказываются равными, и луч попадает в пределы экрана. Когда прямой ход развертки заканчивается, транзистор T_1 запирается и на второй пластине устанавливается вновь напряжение 80 В, луч отклоняется за пределы экрана.

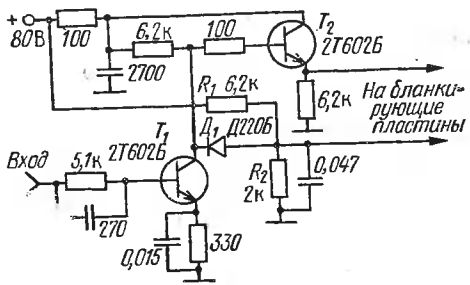


Рис. 3.17. Схема формирования бланкирующих импульсов

Канал управления яркостью луча (канал Z) предназначен для формирования прямоугольных импульсов из внешних напряжений любой формы и подачи их в цепь модулятор — катод трубки. В соответствии с этим он обычно состоит из эмиттерного повторителя и усилителя ограничителя.

В каждом осциллографе предусматриваются измерительные блоки — калибратор амплитуды и калибратор длительности. Калибратор амплитуды КА (рис. 3.18) используется для калибровки коэффициента отклонения усилителя вертикального от-

клонения.

В каждом осциллографе предусматриваются измерительные блоки — калибратор амплитуды и калибратор длительности. Калибратор амплитуды КА (рис. 3.18) используется для калибровки коэффициента отклонения усилителя вертикального от-

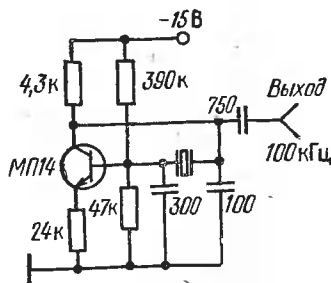
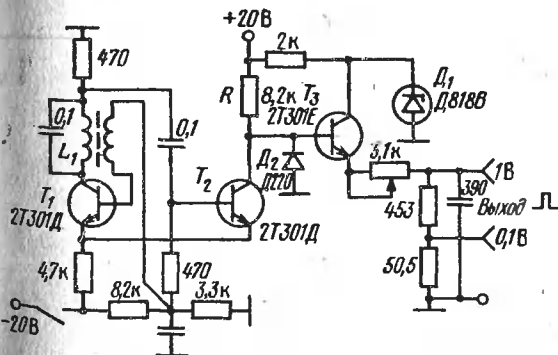


Рис. 3.19. Схема калибратора длительности с кварцевой стабилизацией

клонения. Транзисторы T_1 и T_2 с соответствующими элементами работают как генератор прямоугольных импульсов с частотой следования, определяемой колебательным контуром, включенным в цепь коллектора транзистора T_1 . Частота обычно устанавливается равной 2 кГц. Импульсы, образовавшиеся на резисторе R через эмиттерный повторитель (T_3), поступают на выход калибратора. Стабилитрон D_1 и диод D_2 обеспечивают калиброванное значение высоты импульсов. С помощью делителя напряжения на выходе можно получать импульсы высотой 1 и 0,1 В.

Калибратор длительности КД предназначен для определения длительности периодов гармонических сигналов, длительности импульсов, их фронта и спада и калибровки развертки. Следовательно, калибратор длительности представляет собой генератор с известной частотой, напряжение которого нужно вводить в канал Z . Если отрегулировать яркость свечения экрана так, чтобы отрицательные полупериоды «гасили» трубку, то расстояние между началами (или концами) светлых штрихов, соответствующих положительным полупериодам, будет пропорционально периоду напряжения генератора. Например, если частота напряжения, получаемая от калибратора длительности 2 кГц, то расстояние между штрихами, которые часто называют «метками», равно 0,5 мс, или 500 мкс; если частота равна 1 МГц, то расстояние — 1 мкс.

Для обеспечения точности частоты и ее стабильности калибраторы длительности часто выполняют в виде генераторов с кварцевой стабилизацией, например по схеме, представленной на рис. 3.19. Выход калибратора длительности обычно выводится на переднюю панель осциллографа, и его можно использовать как источник стабильной частоты.

3.4. ИМПУЛЬСНЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Осциллограф, предназначенный для измерения импульсов, должен обеспечивать высокую линейность развертывающего напряжения и широкую полосу пропускаемых частот усилителя вертикального отклонения. Теория и практика показывают, что для неискаженной передачи фронта импульса верхняя граничная частота усилителя должна отвечать условию

$$f_v \geq 0,4/\tau_f. \quad (3.1)$$

Например, при длительности фронта, равной 10 нс, $f_v = 0,4/10^{-8} = 40$ МГц. Для осциллографирования наносекундных импульсов, у которых длительность фронта составляет доли наносекунд, верхняя частота усилителя должна быть равной нескольким гигагерцам. Нижняя граничная частота усилителя определяет снижение вершины импульса. Эта частота вычисляется по формуле

$$f_n \leq \delta/2\pi\tau_n, \quad (3.2)$$

где δ — снижение вершины в долях максимального значения высоты импульса; τ_n — длительность импульса, с.

По формулам (3.1) и (3.2) можно определить минимальную длительность фронта импульса и максимальную длительность импульса, которые можно исследовать данным осциллографом:

$$\tau_{ф.мин} = 0,4/f_B \text{ и } \tau_{н.макс} = 0,01/2\pi f_H.$$

В этом примере длительность импульса определена при снижении его вершины на 1%. При большем снижении длительность импульса возрастает. Сопоставляя приведенные формулы с техническими характеристиками универсальных осциллографов, можно сделать вывод, что последние не обеспечивают наблюдение импульсов наносекундной длительности. Необходимые для решения этой задачи сверхширокополосные усилители представляют собой чрезвычайно сложные, громоздкие и дорогие устройства, к тому же обладающие малой чувствительностью. Поэтому для исследования наносекундных импульсов предложен *стробоскопический метод осциллографирования*, на основе которого созданы осциллографы на обычных электроннолучевых трубках без широкополосных усилителей. В таких осциллографах сочетается высокая чувствительность с эквивалентной широкой полосой пропускаемых частот.

Стробоскопический осциллограф, подобно известному механическому стробоскопу, обеспечивает «замедление» или «остановку» быстро движущегося процесса. Его структурная схема (рис. 3.20) состоит из канала вертикального отклонения, в который

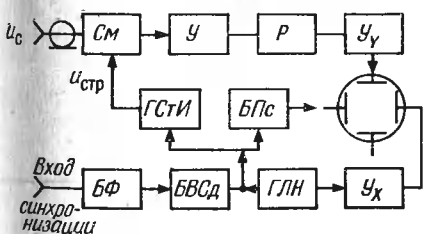


Рис. 3.20. Упрощенная структурная схема стробоскопического осциллографа

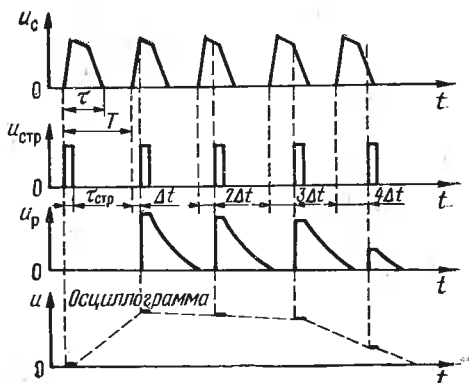


Рис. 3.21. К принципу стробоскопического осциллографирования

входят смеситель См, усилитель У, расширитель Р и усилитель Уу; канала горизонтального отклонения с генератором линейного напряжения ГЛН (генератором развертки) и усилителем Ух; устройства синхронизации с блоком формирования синхросигналов БФ; блока автоматического временного сдвига БВСд; генератора стробирующих импульсов ГСтИ; блока подсветки БПс.

Работа стробоскопического осциллографа протекает следующим образом. На вход СВЧ диодного смесителя См поступают

Основные характеристики	С1-68	С1-67	С1-65	С1-64	С1-55	С7-9	С8-2
Тип трубки	—	8ЛЮ51	11ЛЮ11И	11ЛЮ11И	9ЛЮ2И	13ЛЮ12В	13ЛН6
Размер экрана, мм	80×60	60×42	80×48	80×48	60×42	100×80	80×60
Канал Y: полоса пропускания, МГц	0—1	0—10	0—35	0—50	0—10	0—700 0—2·10 ³ 0—5·10 ³	0—7·10 ³
калиброванная чувствительность, мм/В	10 000—0,2	600—0,3	1600—0,8	1600—0,8	600—0,3	1000—50	250—0,5
входное сопротивление, МОм	1	1	1	1	1	5·10 ⁻⁵	0,5
входная емкость, пФ	50	40	30	25	40	—	55
Канал X: полоса пропускания, МГц	0—0,5	0—1	2·10 ⁻⁵ —3	0—5	0—1	—	—
длительность развертки, мкс/дел.—мс/дел.	0,4—2000	0,02—20	0,01—50	0,1—1000	0,02—50	10 ⁻⁴ —10 ⁻²	0,15—25·10 ³
входное сопротивление, КОм	50	50	1000	1000	—	—	—
емкость, пФ	30	30	50	25	—	—	—
Канал Z: входное сопротивление, КОм	100	10	47	47	1000	—	—
емкость, пФ	35	35	140	120	10	—	—
Диапазон частот синусоидальных синхронизирующих сигналов, Гц—МГц	1—1	5—10	10—35	3—50	3—10	50—1000	0,2—1
Погрешность измерения амплитуды и длительности, %	5—10	5—8	5—7	5	8—10	≤ 10	10
Потребляемая мощность, В·А	30	45	125	150	75	350	900
Масса, кг	10	10	16	19	13	40	50
Примечания:	УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ОДНОЛУЧЕВЫЕ					Двух- лучевой	Стробоско- пический двухка- нальный
				Двухка- нальный			Запоминаю- щий двух- лучевой

исследуемый сигнал u_c длительностью τ и стробирующие импульсы $u_{стр}$ длительностью $\tau_{стр} \ll \tau$ (рис. 3.21). Смеситель открывается суммой напряжения сигнала и стробирующего импульса

Стробирующие импульсы вырабатываются генератором ГСТИ так, что каждый последующий сдвигается относительно предыдущего на интервал времени Δt , $2\Delta t$, $3\Delta t$, ..., $n\Delta t$ в пределах длительности сигнала или его периода следования T . Таким образом, огибающая сигнала последовательно измеряется (считывается) в n точках.

Когда смеситель открывается, на его выходе возникают импульсы напряжения, пропорциональные мгновенному значению сигнала в точках считывания. Огибающая этих импульсов повторяет форму исследуемого сигнала, в результате чего последний «растягивается» во времени.

После усиления эти расширенные импульсы u_p поступают на усилитель U_Y и далее на вертикально отклоняющие пластины электроннолучевой трубки.

Одновременно со стробирующими импульсами в блоке подсветки БПс вырабатываются импульсы управления яркостью, которые поступают в канал z . В результате осциллограмма образуется светящимися точками или штрихами, совокупность которых за цикл измерения сигнала повторяет его форму.

Для устранения возможной потери начальной части исследуемого импульса на осциллограмме сигнал поступает на вход смесителя через отрезок коаксиального кабеля, выполняющего роль линии задержки.

Промышленность выпускает много типов разнообразных осциллографов. Основные характеристики некоторых из них приведены в табл. 3.1.

3.5. ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Усилители низкой, промежуточной и высокой частоты и фильтры различных назначений характеризуются амплитудно-частотной характеристикой, т. е. зависимостью выходного напряжения от частоты при неизменном напряжении на входе. Для визуального наблюдения и измерения таких характеристик разработаны и выпускаются промышленностью приборы, называемые измерителями амплитудно-частотных характеристик. Несмотря на различие в диапазоне частот, ширины полос просматриваемых частот и в скорости измерения, их структурные схемы подобны друг другу и состоят из следующих узлов (рис. 3.22): генератора ка-

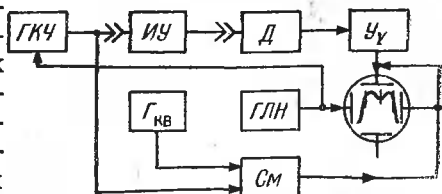


Рис. 3.22. Упрощенная структурная схема измерителя амплитудно-частотных характеристик

качающейся частоты ГКЧ, генератора линейного напряжения ГЛН (генератора развертки), источника меток $\Gamma_{\text{кв}}$ и осциллографического индикатора. Напряжение генератора развертки поступает на горизонтально отклоняющие пластины электроннолучевой трубки и одновременно на генератор качающейся частоты для частотной модуляции его выходного напряжения. Выходное напряжение генератора развертки подается на вход испытываемого устройства ИУ, а на его выходе появляется напряжение, изменяющееся в зависимости от изменения частоты. Это напряжение после детектирования детектором Д поступает на усилитель $У$ электроннолучевой трубки. Горизонтальное отклонение луча происходит в такт с изменением частоты, поступающей на вход испытываемого устройства, и линия развертки является не осью времени, а осью частоты. Таким образом, на экране осциллографа появится осциллограмма, соответствующая амплитудно-частотной характеристике подключенного исследуемого устройства.

Напряжение развертки и модуляции имеет пилообразную форму с хорошей линейностью, поэтому амплитудно-частотная характеристика на экране осциллографической трубки не искажена по оси X. Частота напряжения развертки и модуляции может устанавливаться в пределах от 50 Гц и меньше, поэтому скорость модуляции и развертки чаще характеризуется периодом качания частоты генератора. Этот период устанавливается в 0,1; 3; 10 и 40 с.

Для измерения амплитудно-частотных характеристик отклонение по вертикали калибруется, а для уточнения частотного отклонения по горизонтали используются метки, получаемые от их источника. Источник меток состоит из генератора, стабилизированного кварцевым резонатором $\Gamma_{\text{кв}}$, и смесителя См. На смеситель подаются напряжения генератора качающейся частоты и кварцевого генератора. Последнее имеет несинусоидальную форму, т. е. богато гармониками. При совпадении частоты генератора качающейся частоты с частотой очередной гармоники на экране трубки появляется всплеск, метка с точной частотой, определяемой гармоникой кварцевого генератора. Всплески отстоят друг от друга на расстоянии первой гармоники, основной частоты кварцевого генератора. Для получения меток можно применить внешнее напряжение от генератора с частотой, более удобной для данного исследования.

Промышленность выпускает измерители амплитудно-частотных характеристик в диапазоне частот 20 Гц—30 кГц (Х1-36) для устройств низкой частоты; в диапазоне 500 кГц—1500 МГц для радиорелейных линий (Х1-30); в диапазоне 400 кГц—235 МГц и 430—980 МГц (Х1-76) для настройки телевизионных приемников и др.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие устройства необходимы в осциллографе для управления электронным лучом электроннолучевой трубки?
2. Что называется разверткой изображения?

3. Какую форму имеет напряжение линейной развертки?
4. Какую форму имеет осциллограмма при синусоидальной развертке?
5. Для чего в канал вертикального отклонения луча при ждущей развертке вводится линия задержки?
6. Начертите структурную схему канала вертикального отклонения.
7. Расскажите назначение калибраторов амплитуды и длительности.
8. В чем заключается принцип стробоскопического осциллографирования?
9. Начертите структурную схему измерителя амплитудно-частотной характеристики и объясните его работу.

ГЛАВА 4

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

4.1. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Цепи с сосредоточенными постоянными состоят из независимых друг от друга компонентов — резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности. Если такая цепь питается переменным синусоидальным током, то она характеризуется комплексным сопротивлением $\hat{Z}$, определяющим зависимость между током и напряжением в данной цепи:

$$\hat{Z} = \hat{U} / \hat{I}.$$

Комплексное сопротивление $\hat{Z}$ удобно представить в виде последовательно соединенных активного R и реактивного X сопротивлений (рис. 4.1а):

$$\hat{Z} = R + iX. \quad (4.1)$$

Выражение (4.1) можно преобразовать в показательную функцию

$$\hat{Z} = Z e^{i\varphi}, \quad (4.2)$$

где $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ — модуль комплексного числа; $\varphi = \arctg \frac{X}{R}$ — его аргумент, т. е. фазовый сдвиг между напряжением и током.

В соответствии с выражением (4.1) комплексное сопротивление можно представить графически в виде вектора в плоскости R, iX (рис. 4.1б). Угол φ отсчитывается против часовой стрелки, а угол δ является дополнительным к углу φ до 90° , т. е. $\varphi + \delta = \pi/2$ или $\varphi^\circ + \delta^\circ = 90^\circ$.

Реактивное сопротивление X может быть индуктивным, при $\varphi > 0$, и емкостным, при $\varphi < 0$. Индуктивное сопротивление $X_L = \omega L$, а емкостное $X_C = 1/\omega C$. Реальные катушки индуктивности и конденсаторы, кро-

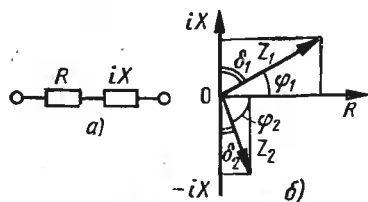


Рис. 4.1. Комплексное сопротивление:
а) схема; б) векторная диаграмма

ме реактивных параметров L и C , характеризуются сопротивлением потерь энергии.

Сопротивление потерь в катушке индуктивности, называемое активным сопротивлением катушки и обозначаемое R_L , складывается из омического сопротивления проводов катушки с учетом поверхностного эффекта на высоких частотах и потерь на рассеивание магнитного поля вокруг катушки. Сопротивление потерь в конденсаторе R_C в основном определяется потерями в материале диэлектрика и в меньшей степени рассеиванием электрического поля.

Отсюда следует, что даже отдельно взятые катушки индуктивности и конденсаторы следует представлять схемой рис. 4.1, т. е. в виде комплексного сопротивления

$$\dot{Z} = R_L + iX_L = X_L(i + R_L/X_L) = X_L(i + 1/Q), \quad (4.3)$$

где Q — добротность катушки и

$$\dot{Z}_C = R_C - iX_C = -X_C(i - R_C/X_C) = -X_C(i - \operatorname{tg} \delta), \quad (4.4)$$

где δ — угол потерь энергии в диэлектрике конденсатора.

Отсюда следует, что в радиотехнической практике необходимо измерять параметры R , L , C , Q и $\operatorname{tg} \delta$. Кроме этого, часто приходится измерять добротность или затухание колебательных контуров, взаимоиндуктивность M и коэффициент связи между катушками индуктивности.

Для измерения перечисленных величин на низких частотах используется мостовой метод, а на высоких — резонансный.

4.2. МОСТОВОЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ

Для реализации мостового метода измерения параметров компонентов цепей с сосредоточенными постоянными применяют два вида мостов — четырехплечие и трансформаторные.

Четырехплечий мост переменного тока (рис. 4.2а) состоит из четырех комплексных сопротивлений (часто два из них являются

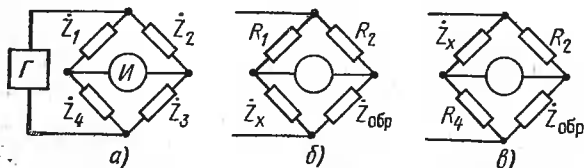


Рис. 4.2. Четырехплечий мост переменного тока: а) принципиальная схема; б) мост отношения плеч; в) мост произведения плеч

чисто активными), питающего мост генератора Γ и индикатора равновесия моста $\mathcal{H}$. Условием равновесия моста является равенство произведений комплексных сопротивлений двух противоположных плеч:

$$\dot{Z}_1 \dot{Z}_3 = \dot{Z}_2 \dot{Z}_4. \quad (4.5)$$

Признаком равновесия моста является отсутствие показаний индикатора. Подставим в выражении (4.5) значения комплексных сопротивлений, представленных (4.2). Тогда условие равновесия моста переменного тока примет вид

$$Z_1 e^{i\varphi_1} Z_3 e^{i\varphi_3} = Z_2 e^{i\varphi_2} Z_4 e^{i\varphi_4}.$$

Комплексные числа равны друг другу, когда вещественные и мнимые слагаемые по отдельности равны друг другу; поэтому условие равновесия моста переменного тока распадается на два равенства, которые должны выполняться одновременно:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 Z_3 &= Z_2 Z_4; \\ \varphi_1 + \varphi_3 &= \varphi_2 + \varphi_4. \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

Таким образом, для равновесия моста переменного тока необходимо добиться равенства произведений модулей и равенства сумм аргументов комплексных сопротивлений противоположных плеч.

Если сопротивления трех плеч известны, то из равенства (4.5) легко определить сопротивление четвертого плеча. В большинстве измерительных мостов переменного тока два плеча представляют собой образцовые резисторы (магазины сопротивлений), а остальные два — комплексные сопротивления — одно образцовое, другое — неизвестное. По месту включения неизвестного $\dot{Z}_x$ и образцового $\dot{Z}_{обр}$ комплексных сопротивлений мосты делятся на две группы. Если неизвестное и образцовое сопротивления включены в смежных плечах (рис. 4.2б), то неизвестное сопротивление

$$\dot{Z}_x = \dot{Z}_{обр} R_1 / R_2, \quad (4.7)$$

т. е. находится путем перемножения значения образцового сопротивления на отношение значений активных сопротивлений, поэтому мост, выполненный по такой схеме, называют *мостом отношения плеч*. Если же неизвестное и образцовое сопротивления включены в противоположных плечах (рис. 4.2в), то неизвестное сопротивление

$$\dot{Z}_x = R_2 R_4 / \dot{Z}_{обр}, \quad (4.8)$$

т. е. определяется произведением значений активных сопротивлений, деленным на значение образцового сопротивления, и мост называется *мостом произведения плеч*.

Из выражений (4.6) и (4.7) очевидно, что в мостах отношения плеч неизвестное и образцовое сопротивления должны иметь одинаковый знак аргумента, т. е. представлять собой либо конденсаторы, либо катушки индуктивности. Из (4.8) следует, что в мостах произведения плеч неизвестное и образцовое сопротивления должны иметь противоположный знак, т. е. в одном плече должна быть емкость, а в другом индуктивность. Если эти требования не выполняются, мост никогда не будет уравновешен и измерение выполнить не удастся.

Для питания мостов переменного тока используются встроенные генераторы G , работающие на нескольких фиксированных частотах от 55 Гц и выше. Иногда предусматривается возможность питания моста от внешнего генератора соответствующей частоты. Главным требованием к генераторам является отсутствие в его выходном напряжении частоты высших гармоник. При наличии гармоник мост нельзя уравновесить, так как комплексные сопротивления, удовлетворяющие условиям равновесия на первой гармонике, не будут удовлетворять им на высших. На индикаторе будут показания за счет напряжения разбаланса на высших гармониках.

Индикатор I переменного тока предназначен для фиксации момента равновесия моста. Простейшим индикатором является телефон, исчезновение звука в котором свидетельствует о наступившем равновесии моста; однако при наличии шума, а также при наличии высших гармоник в генераторе, питающем мост, определить момент равновесия трудно. Лучшим индикатором является электронный вольтметр, включенный последовательно с селективным усилителем. Еще более удобным индикатором может служить небольшая электроннолучевая трубка. Здесь используется синусоидальная развертка. В качестве напряжения развертки на горизонтально отклоняющие пластины подают напряжение от генератора, питающего мост, а на пластины вертикального отклонения подают напряжение с диагонали индикатора через избирательный усилитель. Пока мост не уравновешен, на экране трубки виден неподвижный эллипс или прямая под некоторым углом к горизонтальной оси. В момент равновесия на экране трубки имеется только горизонтальная линия развертки.

Универсальный мост получил широкое распространение вследствие возможности переключения его элементов для измерения сопротивления резисторов на постоянном токе и емкостей конденсаторов и индуктивностей катушек на переменном токе.

Мост для измерения емкости конденсаторов (рис. 4.3а) представляет собой мост отношения плеч. Условие равновесия этого

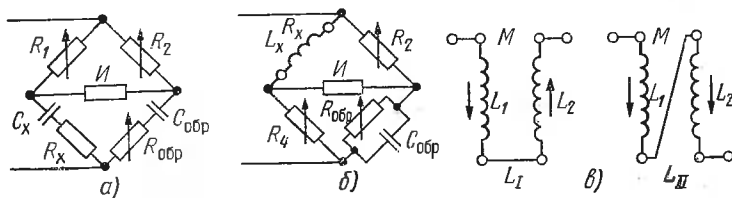


Рис. 4.3. Схемы универсального моста:

а) для измерения емкости; б) индуктивности; в) взаимной индуктивности

моста, согласно выражению (4.5), имеет вид $R_1 \dot{Z}_{обp} = R_2 \dot{Z}_x$, или, подставив значения $\dot{Z}$ в виде $\dot{Z} = R + iX$, получим

$$R_1 (R_{обp} + 1/i\omega C_{обp}) = R_2 (R_x + 1/i\omega C_x),$$

где R_x — эквивалентное сопротивление потерь в диэлектрике конденсатора, емкость которого измеряется; $R_{обр}$ — сопротивление в плече образцового конденсатора, необходимое для балансировки моста по фазе. Раскрыв скобки и приравняв отдельно вещественные и мнимые слагаемые, получаем

$$\left. \begin{aligned} R_1 R_{обр} &= R_2 R_x; \\ R_1 / i \omega C_{обр} &= R_2 / i \omega C_x. \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

Отсюда емкость измеряемого конденсатора

$$C_x = C_{обр} R_2 / R_1, \quad (4.10)$$

а сопротивление потерь в диэлектрике конденсатора

$$R_x = R_{обр} R_1 / R_2. \quad (4.11)$$

Методика измерения следующая. Сначала изменяют отношение R_2/R_1 до получения минимума показаний индикатора. Затем, регулируя сопротивление резистора $R_{обр}$, этот минимум углубляют. Регулировки повторяют несколько раз до получения нулевого показания индикатора. Затем находят искомые величины по (4.10) и (4.11).

Угол потерь (в радианах) вычисляется согласно выражению (4.4):

$$\operatorname{tg} \delta_x = R_x / X = R_x \omega C_x. \quad (4.12)$$

В конденсаторах потери обычно малы, поэтому $\operatorname{tg} \delta_x \approx \delta_x$. Подставив в (4.12) значения C_x и R_x из (4.10) и (4.11), получим выражения для δ_x через образцовые величины:

$$\delta_x = R_{обр} \omega C_{обр} = \delta_{обр}. \quad (4.13)$$

Этот результат можно было предвидеть, так как условие равновесия моста по фазам $\varphi_1 + \varphi_{обр} = \varphi_2 + \varphi_x$ при $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ преобразуется в выражение $\varphi_{обр} = \varphi_x$. В данном случае $\varphi = -\pi/2 + \delta$, откуда $-\pi/2 + \varphi_{обр} = -\pi/2 + \delta_x$, или $\delta_{обр} = \delta_x$.

Мост для измерения индуктивности (рис. 4.3б) представляет собой мост произведения плеч. Условие равновесия этого моста записывается в виде $Z_x Z_{обр} = R_2 R_4$ или, подставляя значения $Z_x = R_x + i \omega L_x$ и $Z_{обр} = R_{обр} / (1 + i \omega C_{обр} R_{обр})$, где R_x — сопротивление потерь в измеряемой катушке, в виде

$$(R_x + i \omega L_x) R_{обр} / (1 + i \omega C_{обр} R_{обр}) = R_2 R_4.$$

Раскрывая скобки, получаем

$$R_x R_{обр} + i \omega L_x R_{обр} = R_2 R_4 + i \omega C_{обр} R_{обр} R_2 R_4,$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} R_x R_{обр} &= R_2 R_4; \\ i \omega L_x R_{обр} &= i \omega C_{обр} R_{обр} R_2 R_4. \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

Отсюда определяются неизвестная индуктивность $L_x = R_2 R_4 C_{обр}$ и сопротивление потерь $R_x = R_2 R_4 / R_{обр}$.

Согласно (4.3) добротность катушки

$$Q = \omega L_x / R_x = \omega C_{06p} R_2 R_4 R_{06p} / R_2 R_4 = R_{06p} \omega C_{06p}. \quad (4.15)$$

Выражение (4.15) совпадает по написанию с (4.13), но значения R_{06p} в них во много раз отличаются друг от друга.

Взаимную индуктивность M между двумя катушками, L_1 и L_2 , легко определить мостовым методом. Для этого нужно дважды измерить общую индуктивность последовательно соединенных катушек при согласном и встречном включении их витков (рис. 4.3в). Общая индуктивность при первом измерении $L_I = L_1 + L_2 + 2M$, при втором $L_{II} = L_1 + L_2 - 2M$. Вычитая L_{II} из L_I , вычисляем взаимную индуктивность:

$$M = (L_I - L_{II}) / 4.$$

С помощью универсального моста Е7-4 можно измерять емкость конденсаторов в пределах 10 пФ—100 мкФ; индуктивность — 10 мкГн—100 Гн, тангенс угла потерь — от $5 \cdot 10^{-3}$ до 0,1; добротность — от 1 до 35; сопротивление резисторов — от 0,1 Ом до 10 МОм. При измерении индуктивности и емкости мост питается переменным напряжением частотой 100 или 1000 Гц, а при измерении сопротивления резисторов — постоянным током. В образцовом плече используется конденсатор постоянной емкости 10⁴ пФ или образцовый резистор 1000 Ом. Погрешность измерения составляет 1—2%.

Источниками погрешности мостовых измерений являются: неточность балансировки моста, погрешность значений образцовых сопротивлений, нестабильность питания моста и паразитные емкостные связи между плечами моста. Последние особенно опасны в мостах, питающихся от генераторов высокой частоты. Для уменьшения связей плечи, генератор и индикатор высокочастотного моста тщательно экранируют.

Во многих радиотехнических устройствах применяются катушки индуктивности с ферромагнитными сердечниками (стальными, пермалловыми, ферритовыми). Индуктивность катушек с сердечниками зависит от рабочих условий, т. е. от значения приложенного к катушке переменного напряжения и проходящего по ее виткам постоянного тока, подмагничивающего сердечник. Измерять индуктивность таких катушек нужно в схеме, имитирующей рабочие условия, т. е. обеспечивающей возможность установки определенных значений переменного напряжения и постоянного тока. Для этого на мост подают напряжение от генератора переменного напряжения и выпрямителя, снабженных соответствующими регулируемыми элементами и измерительными приборами.

Промышленность выпускает прибор типа ЕЗ-3 (рис. 4.4), предназначенный для измерения индуктивностей с ферромагнитными сердечниками при подмагничивании и без него. Напряжение от генератора G через разделительный конденсатор C_p поступает на четырехплечий измерительный мост производства

плеч. Генератор обеспечивает четыре фиксированные частоты — 55, 100, 400 и 1000 Гц. Его напряжение можно изменять от 0,1 до 150 В; контроль установки напряжения осуществляется электронным вольтметром с закрытым входом. Ток подмагничивания, получаемый от выпрямителя B , можно устанавливать и измерять в

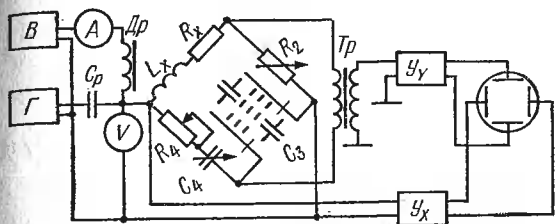


Рис. 4.4. Упрощенная функциональная схема прибора для измерения индуктивности

пределах от 1 мА до 5 А. Дроссель Dp не пропускает переменный ток в выпрямитель, а разделительный конденсатор Cp — постоянный ток в генератор.

Измерительный мост балансируется с помощью конденсатора $C3$, емкость которого изменяется ступенями, переменного конденсатора $C4$ и резистора $R2$. В соответствии с (4.5) условие равновесия моста имеет следующий вид:

$$(R_x + i\omega L_x)/i\omega C_3 = R_2(R_4 + 1/i\omega C_4).$$

Раскрыв скобки и приравняв вещественные члены, находим выражение для индуктивности: $L_x = C_3 R_2 R_4$, а из равенства мнимых — для сопротивления потерь в катушке: $R_x = R_2 C_3 / C_4$. Добротность катушки $Q_x = \omega L_x / R_x = \omega R_2 R_4 C_3 C_4 / R_2 C_3 = \omega R_4 C_4$.

Сопротивление резистора R_4 устанавливается при первоначальной настройке моста и при измерении не регулируется, поэтому шкала конденсатора C_4 градуирована в единицах добротности Q . Шкала резистора R_2 градуируется в единицах индуктивности L_x , а переключатель магазина емкостей C_3 определяет «множитель L_x ».

Осциллографический индикатор состоит из входного трансформатора Tr_n , усилителей Y_Y и Y_X и электроннолучевой трубки. Усилитель вертикального отклонения выполнен по резонансной схеме, настраивается на частоту питающего напряжения, благодаря чему индикатор фиксирует равновесие моста по первой гармонике.

Трансформаторный мост (рис. 4.5) состоит из двух трансформаторов — трансформатора напряжения Tr_n и трансформатора тока Tr_t , образцового комплексного сопротивления $Z_{обр}$, генератора $Г$ и индикатора $И$. Обмотки n_1 и n_2 включены согласно, n_3 и n_4 — встречно. Средние точки обмоток соединены между собой. Оба трансформатора выполнены с сильной

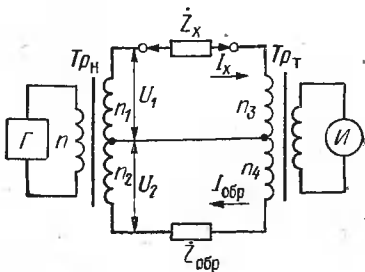


Рис. 4.5. Принципиальная схема трансформаторного моста

связью между обмотками, и потому отношение напряжений и токов в них определяется отношением количества витков соответствующих обмоток.

Равновесие схемы, при котором выходное напряжение равно нулю, выполняется при следующем равенстве:

$$\dot{I}_x n_3 = \dot{I}_{обр} n_4. \quad (4.16)$$

Найдем выражения для токов:

$$\dot{I}_x = \dot{U}_1 / \dot{Z}_x = \dot{U}_{вх} (n_1/n) (1/\dot{Z}_x);$$

$$\dot{I}_{обр} = \dot{U}_2 / \dot{Z}_{обр} = \dot{U}_{вх} (n_2/n) (1/\dot{Z}_{обр}).$$

Подставив эти выражения в (4.16), после соответствующих сокращений получим выражение для неизвестного сопротивления:

$$\dot{Z}_x = \dot{Z}_{обр} (n_1/n_2) (n_3/n_4). \quad (4.17)$$

При постоянном $\dot{Z}_{обр}$ равновесие моста достигается изменением числа витков в обмотках трансформаторов.

Промышленность выпускает много приборов на трансформаторных мостах; например, Е8-2, Е8-3, Е8-4. Прибор Е8-2 предназначен для измерения емкости конденсаторов и проводимости резисторов. Измерение выполняется на частоте 1000 Гц. В обмотке n_1 имеются отводы от 1, 10, 100 и 1000 витков, а в обмотке n_2 — 10 отводов через один виток. Обмотки n_3 и n_4 имеют отводы, обеспечивающие уменьшение пределов измерения в 10 раз. Прибором Е8-2 можно измерять емкости от 0,001 пФ до 11,1 мкФ с погрешностью $\pm 0,25\%$ при измерении емкостей от 1 пФ до 1 мкФ. Приборы Е8-3 и Е8-4 предназначены для автоматического измерения емкостей и тангенса угла потерь в конденсаторах. Информация о результатах измерения выдается в цифровой форме.

Автоматические мосты переменного тока с цифровым отсчетом (рис. 4.6) предназначены для ускорения процесса измерения и повышения его точности. В таких

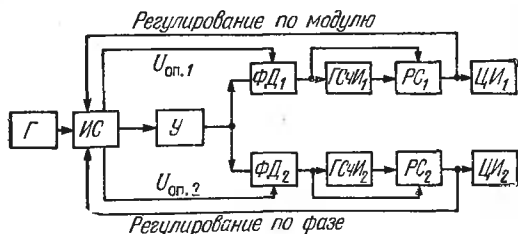


Рис. 4.6. Упрощенная структурная схема автоматического моста с цифровым отсчетом

мостах в качестве измерительной схемы ИС применяются как четырехплечий, так и трансформаторный мосты. В четырехплечих мостах уравнивание достигается автоматическим изменением значений сопротивлений двух плеч — по модулям и фазам; в трансформаторных — изменением числа витков в соответствующих обмотках. Автоматическая регулировка осуществляется ре-

версивными счетчиками РС, управляемыми генераторами счетных импульсов ГСчИ, частота которых пропорциональна напряжению разбаланса, получаемого от двух фазочувствительных детекторов ФД. Направление счета зависит от знака напряжения разбаланса. По мере приближения к состоянию уравнивания напряжение на выходе фазочувствительных детекторов уменьшается, частота генераторов импульсов уменьшается и скорость уравнивания замедляется. Процесс уравнивания прекращается, когда напряжение разбаланса уменьшается до значения, соответствующего отклонению регулирующего органа от состояния равновесия на 0,5 единицы младшего разряда. Импульсы генераторов, прошедшие через реверсивные счетчики за время уравнивания моста, поступают на цифровые индикаторы ЦИ результата измерения модуля и фазы.

Промышленность выпускает более десяти типов приборов для автоматического измерения параметров конденсаторов, катушек индуктивности и резисторов. Основные характеристики некоторых из них приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Основные характеристики	Е7-8	Р589	Р591	Р5010
Измерительная схема	Трансформаторный мост			Четырех- плечий мост
Рабочая частота, Гц	1000	1000	1000 и 10^4	1000
Пределы измерений: емкости, пФ—мкФ	0,01—100	0,01—10	—	0,1—100
индуктивности, мкГн — Гн	0,1—1000	—	1—10	1—10
тангенса δ	$1 \cdot 10^{-4}$ —1	$3 \cdot 10^{-4}$ —0,1	$1 \cdot 10^{-3}$ —0,9	0—0,5
сопротивления, Ом—МОм	0,001—10	—	—	0,1—1
Погрешность измерения, %:				
емкости	0,1	0,1—0,2	—	0,5
индуктивности	0,1	—	0,2	0,5
тангенса δ	0,5	2	2	2
сопротивления	0,1	—	—	0,5
Время измерения, с	1	0,03—2	0,03—2	0,3
Масса, кг	30	30	28	30

4.3. РЕЗОНАНСНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ

Принцип резонансного метода заключается в определении резонансной частоты колебательного контура, состоящего из неизвестного и образцового элементов. Значение индуктивности или емкости измеряемого элемента вычисляется по формуле

$$f = 1/2\pi \sqrt{LC}, \quad (4.18)$$

где f — резонансная частота, Гц; L — индуктивность, Гн; C — емкость, Ф.

Измерительное устройство (рис. 4.7) состоит из генератора высокой частоты G , измерительного колебательного контура L , C и индикатора резонанса. Генератор и индикатор должны быть слабо связаны с измерительным контуром, чтобы их вносимые

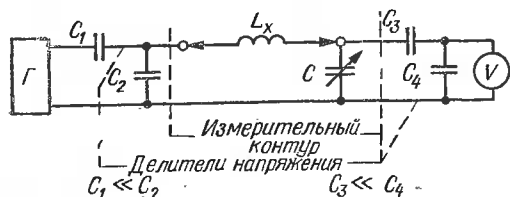


Рис. 4.7. Схема измерения индуктивности и емкости резонансным методом

сопротивления не влияли на параметры контура. Для этого генератор соединяется с контуром через делитель напряжения, а индикатор представляет собой электронный вольтметр с большим входным сопротивлением и малой входной емкостью, также включаемый через делитель напряжения.

Погрешность измерения параметров резонансным методом возникает вследствие неточности настройки в резонанс, неустойчивости частоты генератора, погрешности образцовых катушки или конденсатора и наличия неучтенной собственной емкости измеряемой катушки индуктивности.

Точность настройки в резонанс можно значительно повысить путем применения так называемого вилочного отсчета. Сущность его заключается в том, что фиксируются два одинаковых положения стрелки индикатора резонанса — до резонанса и после него — и замечаются соответствующие отсчеты C_1 и C_2 при настройке конденсатором переменной емкости, или f_1 и f_2 при настройке изменением частоты генератора. Среднее арифметическое из этих отсчетов соответствует положению при резонансе: $C_{\text{рез}} = (C_1 + C_2)/2$ или $f_{\text{рез}} = (f_1 + f_2)/2$. На рис. 4.8 приведена кривая резонанса колебательного контура с отметками удобного положения стрелки индикатора и соответствующих отсчетов емкости или частоты.

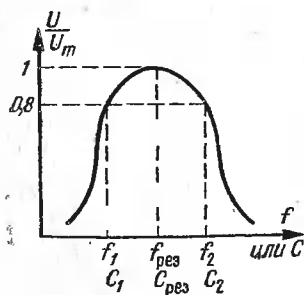


Рис. 4.8. Определение резонанса вилочным отсчетом

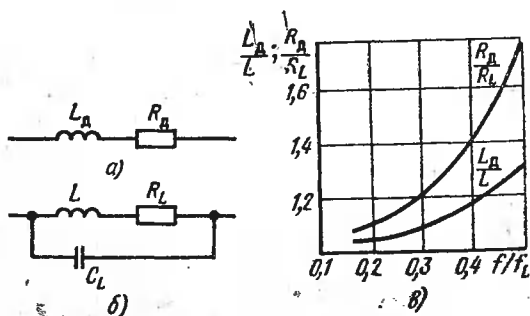


Рис. 4.9. Эквивалентные схемы катушек индуктивности: а) действующие параметры; б) истинные параметры; в) относительные зависимости параметров от частот

Погрешность, возникающую за счет неустойчивости частоты генератора, можно уменьшить, сокращая время измерений. Погрешности значения параметров образцовых конденсаторов и катушек обычно указываются и могут быть учтены. Собственную емкость измеряемой катушки нужно уметь измерять и учитывать. Рассмотрим этот параметр подробнее.

В практике радиоизмерений эквивалентная схема катушки индуктивности представляется последовательным соединением некоторой действующей индуктивности L_d и действующего сопротивления потерь R_d (рис. 4.9а). В действительности каждая катушка имеет распределенную междувитковую емкость, и поэтому ее эквивалентная схема имеет вид, представленный на рис. 4.9б. Здесь L —истинная индуктивность, R_L —истинные потери в катушке, а C_L —собственная емкость катушки, представленная сосредоточенной и присоединенной к ее концам. Найдем связь между действующими и истинными значениями параметров катушки. Эквивалентные схемы представляют одну и ту же катушку, следовательно, их полные сопротивления или проводимости равны. Так как одна из схем представляет параллельное соединение, удобнее приравнять проводимости:

$$1/(R_L + i\omega L) + i\omega C_L = 1/(R_d + i\omega L_d). \quad (4.19)$$

Здесь ω — круговая частота резонанса контура, на которой выполняется измерение. Эта частота определяется действующей индуктивностью L_d и емкостью измерительного контура C (см. рис. 4.7):

$$\omega = 1/\sqrt{L_d C}. \quad (4.20)$$

Умножив и разделив дроби в выражении (4.19) на сопряженные числа, освободимся от мнимых членов в знаменателях:

$$(R_L - i\omega L) / (R_L^2 + \omega^2 L^2) + i\omega C_L = (R_d - i\omega L_d) / (R_d^2 + \omega^2 L_d^2).$$

В знаменателях этого выражения можно пренебречь слагаемыми R_L^2 и R_d^2 по сравнению с квадратом индуктивного сопротивления, так как последний в десятки (а иногда и в сотни) раз больше первых. После такого упрощения приравняем мнимые и вещественные части этого равенства. Равенство мнимых частей после сокращения на $i\omega$

$$L/\omega^2 L^2 - C_L = L_d/\omega^2 L_d^2. \quad (4.21)$$

Равенство вещественных

$$R_L/\omega^2 L^2 = R_d/\omega^2 L_d^2. \quad (4.22)$$

Подставим в (4.21) значение ω из (4.20) и после простых преобразований получим значение действующей индуктивности:

$$L_d = L(C + C_L)/C. \quad (4.23)$$

Из равенства (4.22) определим значение действующего сопротивления потерь в катушке (активное сопротивление катушки): $R_d = R_L (L_d/L)^2$, или, используя выражение (4.23),

$$R_d = R_L [(C + C_L)/C]^2. \quad (4.24)$$

Из полученных выражений видно, что действующие значения индуктивности и активного сопротивления катушек больше истинных и зависят от отношения собственной емкости катушки C_L к емкости конденсатора измерительного контура в момент настройки в резонанс. Очевидно, что для уменьшения влияния собственной емкости катушки необходимо при измерении настраивать измерительный контур на возможно низкую частоту, чтобы C контура была возможно больше C_L .

Собственная емкость катушки может быть измерена с помощью измерителя добротности (см. стр. 96). Тогда легко найти собственную резонансную частоту катушки индуктивности:

$$f_L = 1/2\pi \sqrt{C_L L}. \quad (4.25)$$

Для большей наглядности изменения действующих значений относительно истинных построим график зависимости этих изменений от изменения отношения рабочей частоты к частоте резонанса катушки. Из (4.23) и (4.24) получаем

$$L_d = \frac{L}{1 - (f/f_L)^2}; \quad (4.26)$$

$$R_d = \frac{R_L}{[1 - (f/f_L)^2]^2}. \quad (4.27)$$

По графику (рис. 4.9в) легко определить несоответствие истинных и действующих значений индуктивности и сопротивления в конкретных рабочих условиях.

Используя (4.23) и (4.24), можно найти выражение для добротности колебательного контура, состоящего из измеряемой катушки и образцового конденсатора:

$$Q_d = Q_L C/(C + C_L),$$

где Q_L — истинное значение добротности.

Для измерения индуктивности и емкости резонансным методом промышленность выпускает прибор типа Е7-5А. Его структурная схема приведена на рис. 4.10. Для повышения точности отсчета момента резонанса используется метод нулевых биений. При-

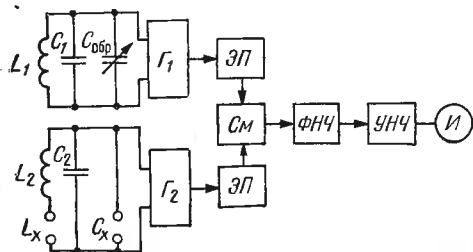


Рис. 4.10. Структурная схема прибора для измерения емкости и индуктивности

бор состоит из двух генераторов, Γ_1 и Γ_2 , эмиттерных повторителей ЭП, смесителя C_m , фильтра нижних частот ФНЧ, усилителя низкой частоты УНЧ и электроннооптического индикатора И.

Колебательный контур первого генератора состоит из набора образцовых катушек индуктивности и образцового конденсатора переменной емкости L_1 и C_1 соответственно. Колебательный контур второго генератора состоит из набора образцовых катушек L_2 и конденсатора постоянной емкости C_2 . Измеряемый конденсатор подключается параллельно конденсатору C_2 , а измеряемая катушка индуктивности последовательно катушке L_2 к зажимам L_x . При измерении емкости эти зажимы закорачиваются. Перед измерением емкость образцового конденсатора $C_{обр}$ в контуре первого генератора устанавливают на нуль и при замкнутых зажимах L_x и свободных C_x оба генератора настраивают на одну и ту же частоту. В момент точного равенства частот биения на выходе прибора отсутствуют. При этом осуществляется следующее равенство:

$$C_1 L_1 = C_2 L_2, \quad (4.28)$$

так как емкость образцового конденсатора в контуре первого генератора при калибровке устанавливается на нуль.

При измерении индуктивности катушка подключается к зажимам L_x , частота второго генератора понижается, и для восстановления равенства частот в контур первого генератора вводится емкость образцового конденсатора $C_{обр}$. При достижении равенства частот можно записать:

$$(C_1 + C_{обр}) L_1 = (L_2 + L_x) C_2,$$

откуда с учетом (4.28)

$$L_x = \frac{L_1}{C_2} C_{обр} = k C_{обр}.$$

Отношение L_1 к C_2 в каждом поддиапазоне сохраняется постоянным, поэтому шкалу образцового конденсатора можно градуировать в единицах индуктивности.

При измерении емкости конденсатор C_x подключается параллельно конденсатору C_2 (при замкнутых зажимах L_x), и для восстановления равенства частот в контур первого генератора вводится образцовая емкость, при этом $C_x = C_{обр}$.

Диапазон измерения индуктивностей — 0,05 мкГн — 100 мГн на частотах 11 кГц — 1,55 МГц; диапазон измерения емкостей — 1—5000 пФ на частотах 300—700 кГц. Погрешность измерения индуктивности — 1,5—2,5%, емкости — 0,5% при измерении емкостей больше 10 пФ и 5% для меньших значений.

В результате измерения получаем действующую индуктивность. Для определения истинной индуктивности к прибору прилагаются графики поправок, с помощью которых можно исключить дополнительную погрешность, возникающую за счет наличия собственной емкости катушки и потерь в ней.

Широкое распространение получили приборы для измерения добротности катушек индуктивности и колебательных контуров на рабочей частоте. Измеритель добротности представляет собой последовательный колебательный контур, составленный измеряемой катушкой и образцовым конденсатором (рис. 4.11). Контур

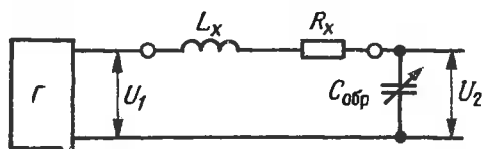


Рис. 4.11. Упрощенная схема измерителя добротности

получает напряжение высокой частоты, вырабатываемое встроенным генератором. В контур вводится известное значение напряжения U_1 . Напряжение в момент резонанса U_2 измеряется электронным вольтметром. Известно, что U_2 больше U_1 в Q раз, следовательно, $Q = U_2/U_1$. При постоянном значении U_1 электронный вольтметр, измеряющий U_2 , можно градуировать в единицах Q . Известно также, что $Q = X/R = \omega L_x/R_x = 1/\omega C_{обр} R_x$, где $\omega = 2\pi f$, f — резонансная частота колебательного контура. Измеряемая индуктивность определяется по формуле $L_x = 1/\omega^2 C_{обр}$.

Измерителем добротности можно измерять емкость конденсатора, тангенс угла потерь, собственную емкость катушки индуктивности, активную и реактивную составляющие комплексного сопротивления, в частности, входные сопротивления электронных вольтметров и других приборов. Таким образом, измеритель добротности является универсальным прибором для измерения параметров компонентов цепей на рабочих частотах. Измеритель добротности работает на принципе резонанса, поэтому показания частоты, образцовой емкости и добротности можно записывать и использовать только в момент резонанса, т. е. при максимальном отклонении стрелки вольтметра, измеряющего напряжение на образцовом конденсаторе. Погрешность измерения складывается из погрешностей двух вольтметров, установки частоты и градуировки шкалы образцового конденсатора.

Промышленность выпускает несколько типов измерительных приборов — измерителей добротности. Основные характеристики их приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Тип прибора	Диапазон частот, МГц	Диапазон Q	Диапазон L , мкГн—Гн	Диапазон $C_{обр}$, пф	Погрешность отсчета, %		
					частоты	емкости	добротности
E4-5A	15—250	5—1200	$0,04-1 \cdot 10^{-5}$	10—100	2	10—1	10
E4-7	0,05—35	5—1000	0,05—0,4	25—450	1	1	4—6
E4-10	0,001— —0,1	2—300	25—10	$80-11 \cdot 10^3$	1	1—2	$10 \pm 0,01 \times$ $\times Q_{макс}$

Методика измерений измерителем добротности (рис. 4.12) не зависит от его конкретной схемы. При любом измерении прибор настраивают в резонанс на некоторой частоте и получают значения трёх величин: добротности Q , емкости $C_{обр}$ и частоты генератора f . Эти величины однозначно связаны друг с другом и позволяют путем вычислений найти интересующие параметры.

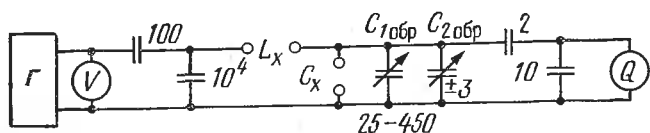


Рис. 4.12. Функциональная схема измерителя добротности

При измерении добротности, затухания и частоты колебательного контура его катушка индуктивности присоединяется к зажимам L_x , а конденсатор — к зажимам C_x , параллельно образцовым конденсаторам. Емкость образцового конденсатора $C_{1обр}$ устанавливается минимальной, а $C_{2обр}$ — равной нулю. Изменением частоты генератора находится положение резонанса и записываются показания шкал Q , $C_{1обр}$ и f . Для точной настройки в резонанс можно использовать второй образцовый конденсатор $C_{2обр}$, являющийся подстроечным, с малыми пределами изменения емкости ± 3 пФ. Общая емкость образцовых конденсаторов равна алгебраической сумме отсчетов по шкалам обоих конденсаторов. Затухание контура, как известно, — величина, обратная добротности: $d=1/Q$. Собственная резонансная частота контура выше установленной на шкале генератора, так как при измерении к контуру был присоединен образцовый конденсатор. Она определяется по формуле $f_k = f\sqrt{(C_k + C_{обр})/C_k}$, где индекс «к» относится к параметрам измеряемого контура.

При измерении параметров катушки индуктивности она присоединяется к зажимам L_x , затем устанавливается нужная частота и с помощью образцовых конденсаторов получившийся измерительный контур настраивается в резонанс. После точной настройки со шкал измерителя добротности считываются показания: Q_d , $C_{обр}$ и f . По значению Q вычисляется затухание катушки. По значениям емкости $C_{обр}$ и частоты f вычисляется реактивное сопротивление $X = 1/2\pi f C_{обр} = 2\pi f L_d$. Отсюда индуктивность $L_d = X/2\pi f$, или $L_d = 1/4\pi^2 f^2 C_{обр}$. По значениям Q_d и X можно определить сопротивление потерь в катушке: $R_d = X/Q_d$.

Для определения истинных значений индуктивности, сопротивления потерь и добротности следует воспользоваться (4.26) и (4.27).

Собственная емкость катушки определяется следующим образом. Исследуемая катушка присоединяется к зажимам L_x , емкость образцового конденсатора устанавливается максимальной и

изменением частоты генератора добиваются резонанса на некоторой частоте f_1 , для которой справедливо следующее выражение:

$$f_1 = 1/2\pi \sqrt{L(C_{обр1} + C_L)}. \quad (4.29)$$

Затем в том же диапазоне устанавливается частота $f_2 > f_1$ и изменением емкости образцового конденсатора до $C_{обр2} < C_{обр1}$ контур вновь настраивается в резонанс. Для этой частоты резонанса соответствует формула

$$f_2 = 1/2\pi \sqrt{L(C_{обр2} + C_L)}. \quad (4.30)$$

Разделив (4.30) на (4.29) и возведя результат в квадрат, легко получить выражение для собственной емкости катушки:

$$C_L = (f_1^2 C_{обр1} - f_2^2 C_{обр2}) / (f_2^2 - f_1^2). \quad (4.31)$$

Для удобства измерения частоту f_2 следует устанавливать точно кратной частоте f_1 , т. е. $f_2 = n f_1$, тогда (4.31) можно переписать так:

$$C_L = (C_{обр1} - n^2 C_{обр2}) / (n^2 - 1). \quad (4.32)$$

Практически частоту f_2 устанавливают в 2 раза выше частоты f_1 , и выражение (4.32) упрощается:

$$C_L = (C_{обр1} - 4C_{обр2})/3. \quad (4.33)$$

При измерении параметров конденсатора измерительный контур образуется вспомогательной катушкой индуктивности (прилагаются к прибору) и настраивается в резонанс на некоторой частоте f при максимальной емкости образцового конденсатора. Получаем значения Q_1 , $C_{обр1}$ и f . Затем параллельно образцовому конденсатору к зажимам C_x подключается исследуемый конденсатор и уменьшением емкости образцового конденсатора контур вновь настраивается в резонанс на прежнюю частоту f . Получаем новые значения $C_{обр2}$ и Q_2 . Очевидно, что

$$C_x = C_{обр1} - C_{обр2}. \quad (4.34)$$

Емкость конденсаторов можно измерять в пределах от 1 пФ до $C_{обр.макс} - C_{обр.мин.}$. Если емкость измеряемого конденсатора превышает это значение, то вспомогательный контур настраивают на частоту f при минимальной емкости образцового конденсатора и записывают значения $C_{обр1}$ и Q_1 . Затем измеряемый конденсатор включают последовательно с вспомогательной катушкой и увеличением емкости образцового конденсатора восстанавливают резонанс. Получают значения $C_{обр2}$ и Q_2 .

Искомую емкость определяют по формуле

$$C_x = \frac{C_{обр1} C_{обр2}}{C_{обр2} - C_{обр1}}.$$

Тангенс угла потерь в диэлектрике измеряемого конденсатора определяется по следующей формуле:

$$\operatorname{tg} \delta = C_{обр1} (Q_1 - Q_2) / (C_{обр1} - C_{обр2}) Q_1 Q_2.$$

если измеряемый конденсатор включен параллельно, и

$$\operatorname{tg} \delta = (C_{\text{обр}1} Q_1 - C_{\text{обр}2} Q_2) / (C_{\text{обр}1} - C_{\text{обр}2}) Q_1 Q_2,$$

если он включен последовательно с вспомогательной катушкой.

Электронные измерительные приборы в большинстве случаев имеют большое входное сопротивление, зависящее от частоты, и малую входную емкость, которые легко измерить измерителем добротности. Для этого входные зажимы измеряемого прибора, например вольтметра, присоединяют параллельно образцовому конденсатору измерителя добротности. Измерения производят аналогично измерению конденсатора, в результате получают четыре отсчета при неизменной частоте f : $C_{\text{обр}1}$, Q_1 и $C_{\text{обр}2}$, Q_2 . Входная емкость прибора вычисляется по (4.34), а входное сопротивление $R_{\text{вх}} = Q_1 Q_2 / \omega C_{\text{обр}1} (Q_1 - Q_2)$.

Погрешность измерения определяется точностью измерения Q_1 и Q_2 ; поэтому настройку следует производить очень тщательно.

Для определения зависимости входного сопротивления от частоты измерения производят на нескольких частотах, входящих в рабочий диапазон частот прибора. Для крайних частот можно применить метод экстраполяции.

4.4. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЗАЗЕМЛЕНИЯ

На любом радиотехническом объекте имеются заземляющие устройства. Мы не можем рассматривать здесь их назначение и использование. Однако следует иметь в виду, что заземление выполняет свои функции только в том случае, если его сопротивление находится в заданных пределах. Под влиянием метеорологических и электрических факторов это сопротивление изменяется, и поэтому его необходимо периодически измерять. Измерение сопротивления заземления можно выполнить только при наличии, по крайней мере, еще двух заземлений, но это обстоятельство не является препятствием, так как на объектах предусматривается несколько заземлений — рабочие, защитные, вспомогательные и др.

Измерение сопротивления заземления нельзя выполнять на постоянном токе вследствие возникновения электролиза почвы и возрастания ее сопротивления. Измерение следует выполнять на переменном токе промышленной или звуковой частоты. Разработано много методов и приборов для измерения сопротивления заземления. Мы рассмотрим один из мостовых методов, отличающихся быстротой выполнения, простотой и сравнительно небольшой погрешностью.

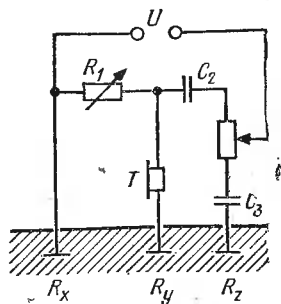


Рис. 4.13. Схема измерения сопротивления заземления

Измерение выполняется мостом переменного тока (рис. 4.13), два плеча которого содержат одинаковые конденсаторы постоянной емкости, а остальные — резистор R_1 и сопротивление заземления R_x . Мост получает напряжение от генератора частотой 400 или 1000 Гц; в качестве индикатора используется высокоомный телефон. Изменяя сопротивление резистора R_1 (магазина сопротивлений), добиваются равновесия моста по исчезновению звука в телефоне. В состоянии равновесия $R_x \approx R_1$.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как уравнивается мост переменного тока?
2. Каковы особенности измерения индуктивности катушки с сердечником?
3. В чем заключается сущность резонансного метода измерения L и C ?
4. Какие измерения можно выполнять с помощью измерителя добротности?
5. Назовите источники погрешности измерителя добротности.

ГЛАВА 5

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ И ТРАКТОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

5.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И СООТНОШЕНИЯ

Трактом с распределенными постоянными называется электрическая линия, длина которой соизмерима с длиной волны распространяющейся вдоль нее энергии. Типичным примером такой линии является линия передачи сверхвысокочастотной мощности от ее источника к нагрузке.

В качестве линий передачи (рис. 5.1) применяют коаксиальные кабели и волноводы — прямоугольные, круглые и полосковые

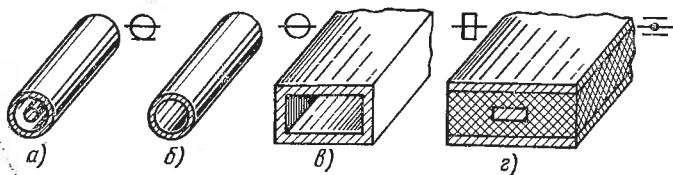


Рис. 5.1. Конструкция и схемное обозначение некоторых линий передач: а) коаксиального кабеля; б), в), г) круглого, прямоугольного и полоскового волноводов

вые. Первичными параметрами таких линий являются погонные индуктивность L_1 , емкость C_1 , сопротивление R_1 , проводимость G_1 . По этим параметрам определяются комплексное сопротивление $\hat{Z} = R_1 + i\omega L_1$ и комплексная проводимость $\hat{Y} = G_1 + i\omega C_1$ данной линии. Однако измерять погонные параметры неудобно, и

потому для практики введены вторичные параметры: волновое сопротивление $\dot{\rho} = \sqrt{\dot{Z}/\dot{Y}}$ и коэффициент распространения $\dot{\gamma} = \alpha + i\beta$, где α — коэффициент затухания, а β — коэффициент фазы.

Сверхвысокочастотные линии передачи строятся так, что потери в них малы, т. е. $R \ll \omega L$ и $G \ll \omega C$. Учитывая это, можно положить, что волновое сопротивление активно и равно

$$\rho = \sqrt{L_1/C_1}, \quad (5.1)$$

а коэффициент распространения становится равным коэффициенту фазы

$$\gamma \approx \beta = 2\pi/\lambda. \quad (5.2)$$

Коэффициент фазы часто называют *волновым числом*.

Значения индуктивности и емкости на единицу длины, входящие в (5.1), зависят от геометрических размеров и конструкции линии передачи, поэтому волновое сопротивление определяется по этим данным. Например, волновое сопротивление коаксиального кабеля зависит от отношения D/d — внутреннего диаметра внешнего проводника (трубы) к внешнему диаметру внутреннего проводника:

$$\rho = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \lg \frac{D}{d},$$

где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика, заполняющего пространства между внутренним и внешним проводниками.

В измерительных приборах для коаксиальных трактов применяются размеры $D/d = 16/7$ и $7/3$ мм, что соответствует волновому сопротивлению 50 Ом, и 16/4,6 мм для волнового сопротивления 75 Ом.

Коаксиальные тракты применяются в диапазоне частот 20 МГц — 12 ГГц, волноводные — на частотах выше 1 ГГц. Прямоугольные волноводы стандартизованы по их внутренним размерам сечений и диапазону частот (табл. 5.1).

Таблица 5.1

Сечение, мм	Диапазон частот, ГГц	Сечение, мм	Диапазон частот, ГГц
110×55	1,72—2,59	16×8	12,05—17,44
90×45	2,14—3,2	11×5,5	16,67—25,86
58×25	3,2—4,8	7,2×3,4	25,86—37,5
40×20	4,8—6,85	5,2×2,6	37,5—53,6
35×15	5,55—8,33	3,6×1,8	53,6—78,33
23×10	8,15—12,42		

Волновые сопротивления круглых и прямоугольных волноводов составляют 500—600 Ом, а симметричного полоскового — 30—100 Ом.

В понятие тракт входит не только линия передачи, но и все элементы, обеспечивающие соединение и согласование ее отдельных участков и регулировку ее режима. К таким элементам относятся: аттенюаторы, ферритовые вентили, направленные ответвители, фазовращатели, детекторные головки, соединители (коаксиальные разъемы, волноводные фланцы), разветвители, переходные устройства от коаксиального кабеля к волноводу и наоборот, поглощающие нагрузки и удлинители.

Процесс распространения электромагнитной энергии по тракту представляется в виде двух волн напряжения, движущихся с одинаковой скоростью в противоположных направлениях: падающей $U_{\text{п}}$ — от генератора к нагрузке и отраженной $U_{\text{о}}$ — от нагрузки к генератору.

В линии передачи может существовать один из трех режимов:

бегущей волны, когда отраженной волны нет и падающая волна проходит к нагрузке полностью;

стоячей волны, когда падающая волна полностью отражается от нагрузки и поглощение энергии нагрузкой отсутствует;

смешанных волн, когда существует и падающая и отраженная волны.

Режим линии определяется нагрузкой, во-первых, характером ее сопротивления — активное или реактивное и, во-вторых, значением относительно волнового сопротивления линии: $R_{\text{н}} > \rho$ или $R_{\text{н}} < \rho$.

Режим бегущей волны устанавливается в линии при полном согласовании генератора, линии и нагрузки, т. е. при выполнении условия:

$$Z_{\text{г}} = R_{\text{г}} = \rho = Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}. \quad (5.3)$$

В этом режиме максимальная мощность, отдаваемая генератором, полностью поглощается нагрузкой. В линии существует только падающая волна, которая в этом режиме называется бегущей волной. На рис. 5.2а представлен вид распределения напряженности электрического поля вдоль линии в режиме бегущей волны. Поле имеет одинаковое значение по всей длине линии.

Режим стоячей волны устанавливается в линии, если она разомкнута, замкнута накоротко или нагрузка имеет чисто реактивный характер. В этом режиме падающая и отраженная волны, встречаясь вдоль линии, образуют пучности при совпадении по фазе и узлы при противоположных фазах (рис. 5.2б — д).

При передаче энергии нужно стремиться к установлению режима бегущей волны, т. е. полного согласования линии с генератором и нагрузкой. Однако практически это почти никогда не удается, потому что в тракте всегда присутствуют некоторые элементы, соединения которых с участками линии неидеальны и вызывают частичное отражение энергии. Неравенство волнового сопротивления линии даже с активной нагрузкой также приводит к отражениям энергии.

Режим смешанных волн устанавливается в тракте передачи, если одновременно существуют падающая и отраженные волны. Они образуют вдоль линии пучности и узлы, значения которых обозначают через $U_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мин}}$. На рис. 5.2е—и представлены графики поля в режиме смешанных волн.

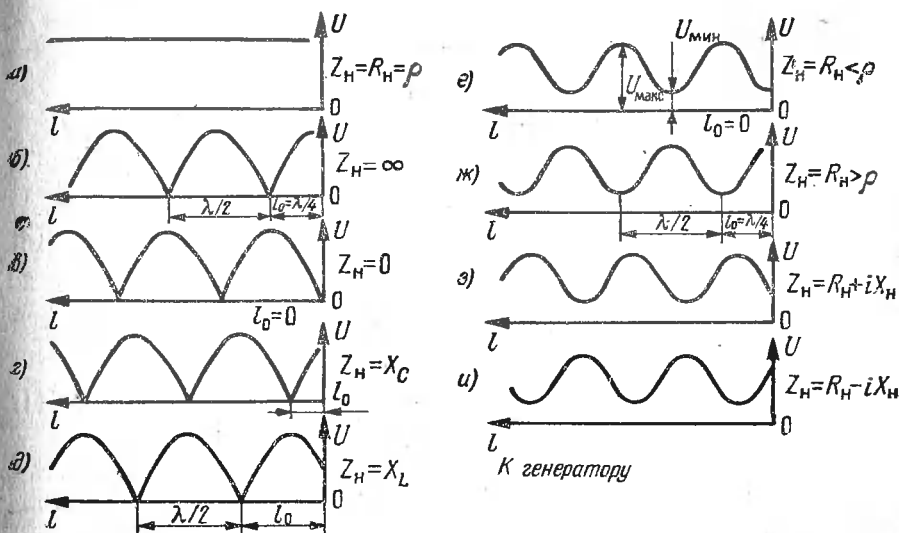


Рис. 5.2. График распределения напряженности электрического поля вдоль линии передачи

Степень рассогласования можно определить по отношению $U_{\text{макс}}$ к $U_{\text{мин}}$. Для характеристики режимов введены понятия коэффициента стоячей волны напряжения КСВН, — κ_c и коэффициента бегущей волны КБВ — κ_b . Из определения следует, что

$$\kappa_c = U_{\text{макс}}/U_{\text{мин}}; \quad (5.4)$$

$$\kappa_b = U_{\text{мин}}/U_{\text{макс}}. \quad (5.5)$$

Коэффициент $\kappa_c = \infty$ в режиме стоячих волн и $\kappa_c = 1$ в режиме бегущей волны. Коэффициент $\kappa_b = 0$ в режиме стоячих волн и $\kappa_b = 1$ в режиме бегущей волны.

Режим линии также характеризуют коэффициентом отражения

$$\Gamma = \frac{U_o}{U_{\text{п}}} e^{i\theta}, \quad (5.6)$$

где $\theta = 2\beta l_0$ — фазовый угол между напряжениями падающей и отраженной волн; $\beta = 2\pi/\lambda$ — волновое число; λ — длина волны; l_0 — расстояние от места включения нагрузки до первого минимума напряжения на линии (см. рис. 5.2); U_o и $U_{\text{п}}$ — амплитуды отраженной и падающей волн соответственно.

Коэффициент отражения можно выразить через КСВН, КВВ и сопротивления нагрузки и волновое линии:

$$\Gamma = (\kappa_c - 1)/(\kappa_c + 1); \quad (5.7)$$

$$\Gamma = (1 - \kappa_6)/(1 + \kappa_6); \quad (5.8)$$

$$\dot{\Gamma} = (\dot{Z}_н - \rho)/(\dot{Z}_н + \rho). \quad (5.9)$$

Из рассмотрения графиков, представленных на рис. 5.2, видно, что характер распределения поля вдоль линии определяется сопротивлением нагрузки, следовательно, из (5.6), (5.7) и (5.9) можно получить формулу для вычисления комплексного сопротивления нагрузки в виде

$$\dot{Z}_н = \rho \frac{\kappa_c - 0,5i(\kappa_c^2 - 1) \sin 2\beta l_0}{\kappa_c^2 \cos^2 \beta l_0 + \sin^2 \beta l_0}. \quad (5.10)$$

Из (5.6), (5.8) и (5.9) можно получить аналогичное выражение через κ_6 :

$$\dot{Z}_н = \rho \frac{2\kappa_6 - i(1 - \kappa_6^2) \sin 2\beta l_0}{1 + \kappa_6^2 + (1 - \kappa_6^2) \cos 2\beta l_0}. \quad (5.11)$$

Входящие в (5.10) и (5.11) величины — κ_c или κ_6 , λ и l_0 — находят по графикам, подобным рис. 5.2, которые получают с помощью измерительных приборов, предназначенных для этих целей — измерительных линий или измерителей КСВН. Волновое сопротивление линии обычно известно.

5.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ЛИНИЯ

Измерительной линией называется устройство, предназначенное для измерения характеристик стоячих волн напряжения, модуля и фазы коэффициента отражения. С помощью измерительной линии можно определять полное сопротивление нагрузки СВЧ тракта и длину волны.

Конструкция измерительной линии зависит от диапазона частот, для которого она предназначена. В нижнем участке СВЧ диапазона частот (500 МГц—12 ГГц) применяются коаксиальные конструкции, на более высоких частотах — волноводные.

Принцип измерения характеристик режимов в СВЧ трактах основан на определении распределения поля вдоль линии передачи, исследуя картину которого можно получить количественные данные о параметрах данного тракта и о его нагрузке. В соответствии с этим любая измерительная линия состоит из двух основных частей — главной линии и индикаторной головки.

В качестве главной линии используется отрезок коаксиальной или волноводной линии, выполненной с высокой точностью. Длина главной линии обычно равна 3—5 длинам волн рабочего диапазона. Вдоль линии вырезана узкая щель, над которой переме-

щается индикаторная головка. Главная линия включается в тракт между СВЧ генератором Γ и нагрузкой Z_n (рис. 5.3). Атенюатор A_t перед измерительной линией $ИЛ$ необходимо включать в том случае, если на выходе генератора он отсутствует.

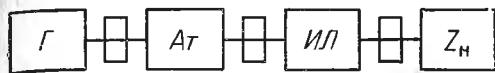


Рис. 5.3. Включение измерительной линии в передающий тракт

Индикаторная головка 1 (рис. 5.4а) представляет собой двойную коаксиальную линию, образующую два резонансных контура — контур детектора 2 и контур зонда 3. Контур зонда слабо связан с главной линией погруженным в ее щель зондом 4, в котором наводится электро-движущая сила, пропорциональная полю в месте его расположения. Эта ЭДС возбуждает резонансный контур зонда, и возникшие в нем колебания индуцируют ток в цепи детектора и микроамперметра.

На рис. 5.4б представлена конструкция волноводной измерительной линии. Главная линия — волновод 1 с фланцами 13 для присоединения в тракт — расположена в корпусе 11. Индикаторная головка перемещается вдоль волновода с помощью отсчетно-перемещающего механизма, закрепленного на корпусе. Индикаторная головка закреплена на каретке 10, охватывающей волновод. Отсчетно-перемещающий механизм состоит из микровинта 14 и гайки 15. Лимб с нониусом 12 позволяет отсчитывать перемещение с точностью 0,005 мм. Индикаторная головка бикоаксиальной конструкции настраивается пор-

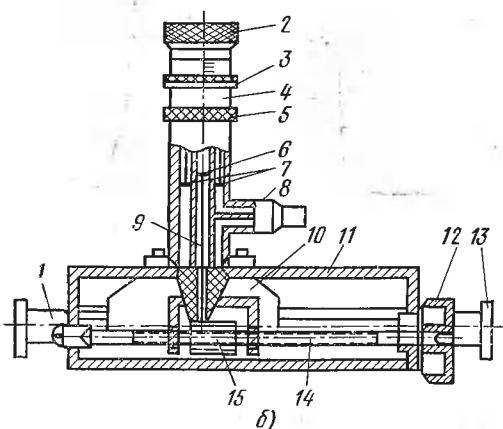
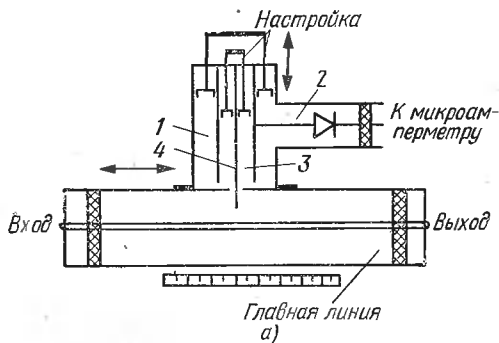


Рис. 5.4. Измерительная линия: а) эскиз коаксиальной линии; б) конструкция волноводной линии

шнями, которые перемещаются с помощью гаек 3 и 5, выступающих в вырезах корпуса индикаторной головки. Поршень 6 служит для настройки контура зонда, образованного штырем 9 и внутренней поверхностью средней трубы, а поршень 7 настраивает контур

детектора, образованный внешней поверхностью средней трубы и внутренней поверхностью внешней трубы. Глубина погружения зонда регулируется гайкой 2 в пределах 0—3 мм с помощью лимба с отсчетным устройством. Детектор устанавливается в гнезде 8.

Основным требованием к измерительным линиям является малое значение собственного коэффициента отражения. Измерительные линии характеризуются погрешностью измерения, собственным КСВН, волновым сопротивлением коаксиальных линий и сечением волноводных линий.

Основные технические характеристики некоторых типов измерительных линий приведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Основные характеристики	PI-7	PI-18	PI-22	PI-32	PI-33
Диапазон частот, ГГц	0,5—3	2—12,5	1—7,5	37,5—53,6	53,6—78,33
Собственный КСВН	1,04	1,07—1,1	1,02—1,04	1,07	1,07
Погрешность измерения, %	6	11	5	10	10
Волновое сопротивление, Ом	50	50	50	—	—
Сечение тракта, мм	7/3	7/3	16/7	5,2×2,6	3,6×1,8
Масса, кг	22	8	9	1,5	1,3

5.3. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Измерительная линия включается в тракт, подлежащий измерению, как показано на схеме рис. 5.3. Включается генератор СВЧ соответствующего диапазона частот. Индикаторную головку плавно перемещают вдоль линии, и записывают показания микроамперметра, включенного в цепь детектора. Особенно тщательно следует определять места и значения пучностей и узлов распределения напряжения. Отсчеты по шкале микроамперметра $A_{\max}$ и $A_{\min}$ позволяют вычислить КСВН: при линейной характеристике детектора $K_c = A_{\max}/A_{\min}$, а при квадратичной — $K_c = \sqrt{A_{\max}/A_{\min}}$. Если коэффициент стоячей волны велик (больше семи), то отсчет по шкале микроамперметра двух значений затруднителен: при уверенном отсчете $A_{\min}$ отсчет в пучности может выйти за пределы шкалы, а при отсчете $A_{\max}$ в конце шкалы отсчет $A_{\min}$ может оказаться вблизи нуля и будет содержать значительную погрешность. В таких случаях необходимо построить график распределения поля вдоль линии, в котором были бы, по крайней мере, два узла (рис. 5.5), и, измерив длину волны в

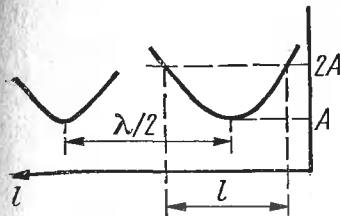


Рис. 5.5. К измерению КСВН

волноводе λ_B и расстояние l , соответствующее удвоенному значению отсчета в узле, вычислить КСВН:

$$\kappa_c = \frac{1}{\sin(\pi l / \lambda_B)} \sqrt{1 + \sin^2 \frac{\pi l}{\lambda_B}}$$

Если κ_c ожидается больше восьми, то формула упрощается; поскольку при малых углах $\sin(\pi l / \lambda_B) \approx \pi l / \lambda_B$, $\kappa_c \approx \lambda_B / \pi l$.

По полученному значению КСВН легко определить коэффициент отражения (5.7) и вычислить отраженную мощность и затухание несогласования $\alpha = 1/\Gamma$. Для удобства в табл. 5.3 приведены некоторые значения этих величин.

Таблица 5.3

α_p , дБ	Γ	КСВН	Отраженная мощность, %	α_p , дБ	Γ	КСВН	Отраженная мощность, %
40	0,01	1,02	0,01	14,0	0,20	1,5	4,0
34	0,02	1,05	0,058	12,6	0,23	1,6	5,3
30	0,03	1,066	0,10	10,7	0,285	1,8	8,2
26	0,05	1,10	0,5	7,3	0,43	2,5	18,0
20,8	0,09	1,20	0,83	3,4	0,67	5,0	45,0
17	0,141	1,33	2,00	1,73	0,82	10,0	66,6
15,6	0,16	1,40	2,60	1,4	0,85	12,0	72,5

5.4. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ

Полное сопротивление, нагружающее линию передачи СВЧ энергии, можно вычислить по (5.10) или (5.11). Для этого нужно располагать значениями КСВН, длины волны λ в линии и расстояния l_0 от нагрузки (конца линии) до первого узла напряжения. Все эти величины находятся из графика распределения поля вдоль линии, строящегося с помощью измерительной линии (рис. 5.6). Здесь сплошной кривой представлено распределение поля вдоль линии при нагруженной линии на сопротивление нагрузки. Кривая

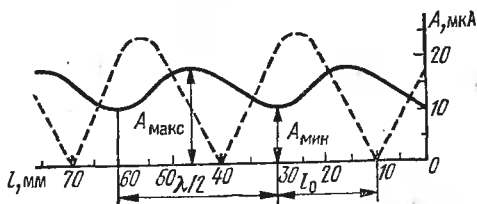


Рис. 5.6. График для измерения полного сопротивления

соответствует режиму смешанных волн, и по ней легко определяются КСВН и длина волны. Расстояние l_0 от конца линии до первого узла непосредственно измерить не всегда возможно, так как нагрузка может быть включена с помощью длинного кабеля или волновода, что практически всегда имеет место. Для преодоления этой трудности линия замыкается на-

ротко, в ней создается режим стоячих волн, распределение поля которых измеряется той же измерительной линией и наносится на тот же график (пунктирная кривая). Любой узел при коротком замыкании линии соответствует ее условному началу и положение ближайшего минимума слева от него соответствует расстоянию l_0 .

Практически $l_0 = l_n - l_{к.з.}$, где $l_{к.з.}$ — отсчет по шкале перемещений измерительной линии в положении узла напряжения при коротком замыкании; l_n — отсчет по той же шкале в положении ближайшего минимума по направлению к генератору, т. е. слева от узла.

При настройке различных СВЧ устройств (например, антенно-фидерного тракта радиорелейной линии) приходится многократно измерять значение и характер полного сопротивления нагрузки. Вычисление по (5.10) и (5.11) требует много времени и иногда может привести к ошибкам. Гораздо удобнее определять полное сопротивление нагрузки Z_n с помощью круговой диаграммы Вольперта — Смита.

Круговая диаграмма представляет собой окружность, внутри которой расположены два семейства ортогональных (перпендикулярных в любой точке друг другу) окружностей, соответствующих геометрическим местам точек со значениями $R/\rho = \text{const}$ и $X/\rho = \text{const}$. Такие значения выбраны для придания универсальности круговой диаграмме, так как в этом случае она пригодна для линий с любым волновым сопротивлением и позволяет определить нормированное полное сопротивление

$$\dot{Z}_n/\rho = R/\rho \pm i X/\rho. \quad (5.12)$$

На рис. 5.7 представлена круговая диаграмма, пригодная для практического использования. На внешней окружности диаграммы по часовой стрелке отложены значения отношения l_0/λ_v , пропорциональные фазовому углу, на внутренней окружности — те же значения против часовой стрелки. Первой окружностью следует пользоваться в том случае, если расстояние до первого минимума l_0 отсчитывается по направлению от нагрузки к генератору, второй — при отсчете по направлению от генератора к нагрузке.

По вертикальному диаметру отложены значения R/ρ , соответствующие проходящим через них окружностям равных нормированных активных сопротивлений. Окружности равных нормированных реактивных сопротивлений пересекают внешнюю окружность, ограничивающую диаграмму, и в местах пересечений указаны значения X/ρ : в левой половине отрицательных реактивностей, в правой — положительных. Концентрические (пунктирные) окружности внутри диаграммы с центром в точке со значением $R/\rho = 1$ служат для отсчета значения КБВ, так как шкала нормированных активных сопротивлений от 0 до 1 на оси нулевых значений реактивных сопротивлений одновременно является шкалой κ_6 . По этим же окружностям определяется и КСВН, как величина, обратная КБВ: $\kappa_6 = 1/\kappa_6$.

Полное сопротивление нагрузки СВЧ линии передачи определяется в следующем порядке. Собирается схема, представленная на рис. 5.3. Включается генератор, и с помощью измерительной линии снимаются данные распределения напряженности поля вдоль линии. По этим данным сплошной линией строится график,

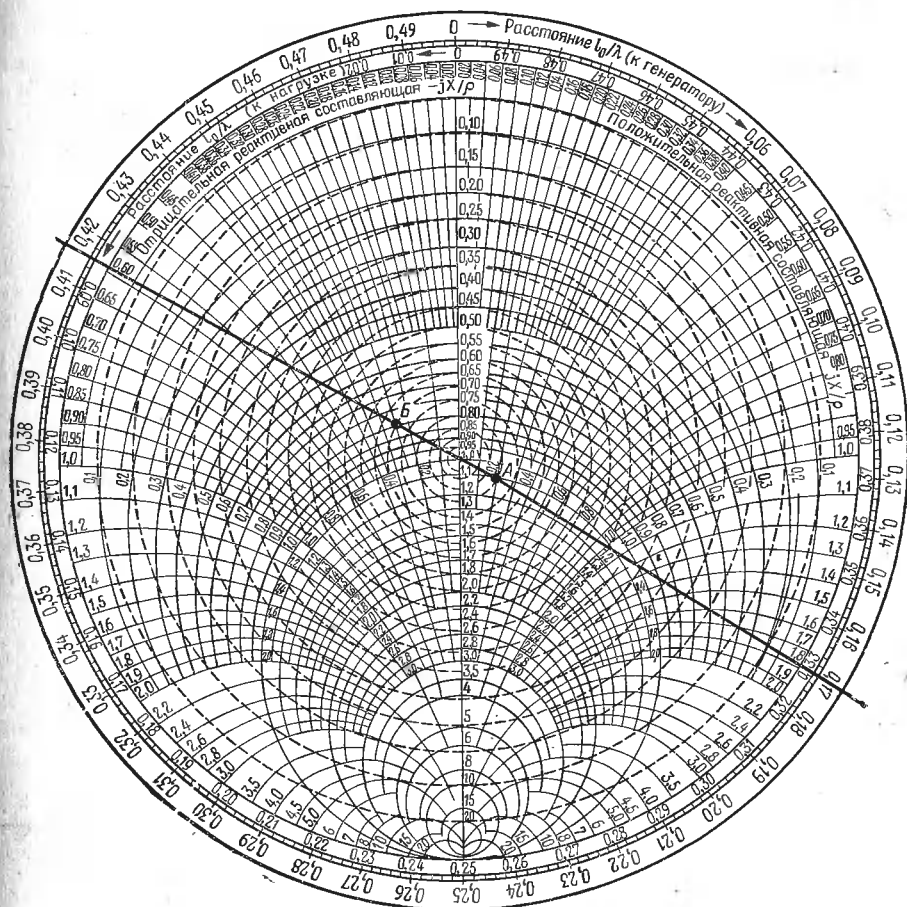


Рис. 5.7. Круговая диаграмма

подобный представленному на рис. 5.6. Затем вместо нагрузочного сопротивления линия закорачивается накоротко и снимается график стоячих волн, подобный кривой, представленной пунктирной линией на том же рисунке. Из первого графика вычисляются КБВ и длина волны, по обоим — расстояние от узла до первого минимума. По полученным данным определяется отношение l_0/λ_v , и на внешней или внутренней окружности отмечается точка с этим значением. Найденная точка соединяется прямой линией с центром диаграммы (точка $R/p=1$). В точке пересечения прямой

с окружностью, представляющей значения КБВ (пунктирные окружности), отсчитываются значения двух ортогональных окружностей, проходящих через ту же точку, — R/ρ и X/ρ . После умножения этих значений на волновое сопротивление линии ρ получается ответ на поставленную задачу: $\hat{Z}_n = R + iX$.

С помощью круговой диаграммы можно решать и обратные задачи: по известным составляющим сопротивления нагрузки R и X найти ожидаемое КБВ или КСВН, отношение I_0/λ_v и фазовый угол.

Определим полное сопротивление в линии с волновым сопротивлением 50 Ом по графику, представленному на рис. 5.6. Детектор имеет квадратичную характеристику. Измеряем на графике значения $A_{\max} = 19$ мм, $A_{\min} = 12$ мм, $\lambda = 60$ мм, $l_0 = 20$ мм. Вычисляем $\kappa_0 = \sqrt{A_{\min}/A_{\max}} = 0,8$; $l_0/\lambda = 0,33$. Соединяем прямой линией (прозрачной линейкой) центр диаграммы с делением 0,33 на второй шкале и отмечаем точку A пересечения прямой с окружностью, соответствующей КБВ=0,8. По цифрам, нанесенным на ортогональные кривые, пересекающие ту же точку A , получаем: $R/\rho = 1,1$ и $X/\rho = 0,20$. Следовательно, полное сопротивление, нагружающее линию, равно $\hat{Z}_n = 1,1 \cdot 50 + i 0,20 \cdot 50 = 55 + i 10,0$ Ом.

Найдем КСВН в линии, если на диаграмме дана точка B , соответствующая нормированному сопротивлению $R/\rho = 0,8$ и $X/\rho = -0,25$. Через точку B проводим линию, соединяющую центр диаграммы с внешней окружностью, и отсчитываем по внутренней шкале внешней окружности $I_0/\lambda = 0,084$, а в пересечении в точке B прямой и пунктирной окружности — КБВ=0,7. Откуда КСВН = 1,42, модуль коэффициента отражения 0,16 (см. табл. 5.3), а фазовый угол $\theta = 2\beta l_0 = 4\pi l_0/\lambda = 1,05$ рад = 60°.

Погрешность измерения таким способом составляет 7—10%.

5.5. ПОНЯТИЕ ОБ АВТОМАТИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРАХ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КСВН

Измерение параметров линий (трактов) с распределенными постоянными с помощью измерительной линии и круговой диаграммы трудоемко, особенно в том случае, когда нужно определить функциональную зависимость КСВН и полного сопротивления нагрузки от частоты. Для упрощения таких измерений разработаны и выпускаются промышленностью автоматические панорамные измерительные приборы коаксиальной и волноводной конструкции, обеспечивающие измерения КСВН с погрешностью 5%.

Структурная схема панорамного измерителя КСВН представлена на рис. 5.8. Генератор с качающейся в широких пределах частотой ГКЧ нагружен на некоторый объект измерения (нагрузку). Вырабатываемый генератором сигнал подводится к нагрузке через развязывающий аттенуатор At и два включенных встречно направленных ответвителя HO . Ответвленная энергия, пропорциональная падающей и отраженной волнам, в тракте по-

ступает на соответствующие детекторы с квадратичной характеристикой ДПВ и ДОВ. Напряжение с нагрузочных резисторов детекторов поступает на измеритель отношения напряжений ИО, на выходе которого возникает сигнал, пропорциональный квадрату

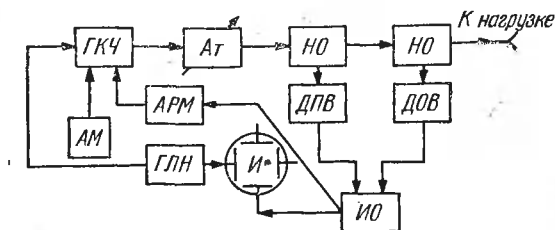


Рис. 5.8. Структурная схема панорамного измерителя КСВН

модуля коэффициента отражения по напряжению Γ . В соответствии с (5.7) значение квадрата модуля однозначно пересчитывается в КСВН и наносится на шкалу отсчетного устройства, в качестве которого используется электроннолучевая трубка.

Напряжение с измерителя отношений подается на ее вертикально отклоняющие пластины. На горизонтально отклоняющие пластины подается напряжение развертки, которое одновременно воздействует на частоту СВЧ генератора. Благодаря синхронному изменению частоты генератора и отклонению луча по горизонтали на экране получается осциллограмма в координатах КСВН и частота.

Для повышения точности измерения предусмотрен автоматический регулятор мощности СВЧ генератора АРМ, а для повышения чувствительности — амплитудный модулятор АМ с частотой модуляции 80—100 кГц.

Измеритель КСВН можно использовать для измерения ослаблений элементами тракта, например аттенюатором, фазовращателем и т. д. Для выполнения измерения ослабления в приборе предусмотрена возможность переключения и изменения направленности ответвителя отраженной волны НО (рис. 5.9). Этот от-

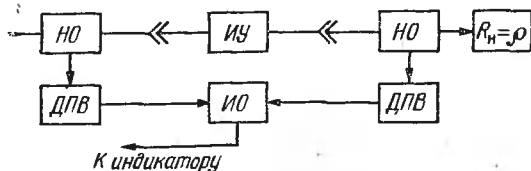


Рис. 5.9. К измерению ослабления

ветвитель включается после испытуемого устройства ИУ и ориентируется также на падающую волну, а в конце тракта включается согласованная нагрузка $R_n = \rho$. Ослабление определяется

как отношение напряжений сигналов детекторов направленных от ветвителей по формуле $A=10\lg(U_1/U_2)$, дБ. Основные характеристики некоторых выпускаемых промышленностью измерителей КСВН и ослаблений представлены в табл. 5.4.

Таблица 5.4

Основные характеристики	P2-46	P2-37	P2-38	P2-43	P2-32
Диапазон частот, ГГц	0,02—1,07	1,07—2,14	2—4	5,55—8,33	11,55—16,66
Пределы измерения КСВН	1,05—2	1,05—2	1,05—2	1,05—2	1,05—2
Пределы измерения ослабления, дБ	35	35	35	35	30
Погрешность измерения КСВН, %	5	5	5	5	$(2+5k_c)$
Погрешность измерения ослабления, дБ	$\pm(0,5+0,05A_x)$				
Волновое сопротивление, Ом	50, 75	50, 75	50, 75	—	—
Сечение, мм	—	—	—	35×15	16×8
Масса, кг	$20+25+10$	$45+25$	$45+25$	$40+25$	$40+36+38$

ГЛАВА 6

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

6.1. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Электрическая мощность, поглощаемая нагрузкой, определяется произведением тока и напряжения. Если ток и напряжение переменные и синусоидальные, а нагрузка комплексная, то мощность

$$P=UI\cos\varphi, \quad (6.1)$$

где U и I — среднеквадратические значения напряжения, В, и тока, А; $\cos\varphi=R/\sqrt{R^2+X^2}$; R — активное и X — реактивное сопротивление нагрузки, Ом.

При чисто активной нагрузке, согласованной с линией передачи и генератором,

$$P=UI=I^2R=U^2/R. \quad (6.2)$$

Измерение мощности на низких и высоких частотах, когда можно легко измерить напряжение и ток, выполняется косвенным методом в соответствии с (6.1) и (6.2). На сверхвысоких частотах, в коаксиальных и волноводных трактах и нагрузках измере-

ние тока и напряжения практически невозможно, поэтому мощность определяется по ее тепловому действию калориметрическим и термоэлектрическим методами. Кроме этого, распространен метод, при котором мощность определяется по изменению сопротивления температурно-зависимого резистора. Существуют и другие методы — фотометрический, пондеромоторный, но они применяются реже; с ними можно познакомиться, например, в [1].

Измеренная мощность сигналов импульсной формы является средней мощностью P . Мощность в импульсе

$$P_{\text{и}} = P/\tau_{\text{и}} F_{\text{и}} = PQ, \quad (6.3)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — длительность импульса, с; $F_{\text{и}}$ — частота следования, Гц; Q — скважность данной последовательности импульсов.

В радиотехнической практике мощности встречаются самых различных значений — от долей микроватта до нескольких мегаватт, поэтому принято называть мощность большой, если она превышает 10 Вт, средней — от 10 мВт до 10 Вт и малой — меньше 10 мВт. При разных значениях мощности применяются разные методы и приборы.

Различают мощность, поглощаемую нагрузкой, и мощность, проходящую вдоль тракта к нагрузке. В соответствии с этим измеряется либо поглощаемая мощность, либо проходящая. Наибольшее распространение получили методы и приборы для измерения поглощаемой мощности, так как проходящую мощность можно измерять также поглощением, ответвив некоторую ее часть в измерительный канал. Проходящую мощность можно измерять по отношению амплитуд падающей и отраженной волн в линии передачи, для чего разработаны устройства, называемые рефлектометрами.

6.2. ИЗМЕРЕНИЕ ПОГЛОЩАЕМОЙ МОЩНОСТИ

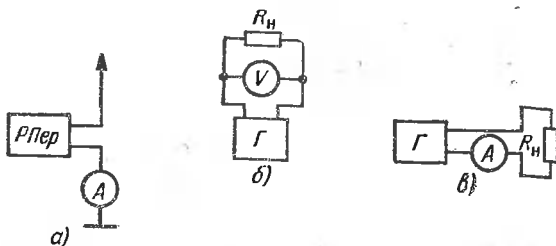
Для измерения поглощаемой мощности реальная нагрузка, как правило, заменяется эквивалентной. На низких частотах в качестве эквивалента применяют резисторы, рассеивающие необходимую мощность, часто с воздушным или водяным охлаждением. На сверхвысоких частотах в качестве поглощающей нагрузки используются резисторы, терморезисторы и термодпары измерительного устройства, т. е. последнее измеряет мощность, которая им же поглощается.

Метод вольтметра или амперметра применяется для измерения большой поглощаемой мощности на низких и высоких частотах: например, мощности усилителей низкой частоты, мощности длинноволновых, средневолновых и коротковолновых передатчиков, различных генераторов и т. д.

Если при измерении мощности радиопередатчика $P_{\text{Пер}}$ (рис. 6.1а) допустимо излучение, то последовательно с антенной в пучности тока включается термоэлектрический амперметр A и по его показанию и известному сопротивлению излучения антен-

ны вычисляется мощность в соответствии с (6.2). При недопустимости излучения вместо антенны включается ее эквивалент, согласованный с выходом генератора Γ или радиопередатчика, и измеряется напряжение или ток (рис. 6.1б, в), по которым вычисляется мощность.

Рис. 6.1. Схемы измерения мощности с помощью: а), в) амперметра; б) вольтметра



Диапазон частот, в котором можно применять метод амперметра или вольтметра, ограничивается примерно 100 МГц; на более высоких частотах дополнительная частотная погрешность становится недопустимо большой. Вторым источником погрешности является неполное согласование нагрузки, вызывающее отражение части энергии от нее.

Для удобства измерений и повышения их точности промышленностью выпускаются ваттметры, основанные на измерении напряжения на известном эквивалентном резисторе: в диапазоне низких частот — 20 Гц—30 кГц и в диапазоне СВЧ — 30—1000 МГц. Ваттметр, предназначенный для работы на СВЧ (рис. 6.2), состоит из поглощающего резистора 1, рассчитанного на рассеивание измеряемой мощности, и пикового электронного вольтметра 2, градуированного в единицах мощности W . Поглощающий резистор представляет собой фарфоровую трубку, покрытую снаружи углеродистым слоем. Увеличить пределы измерения можно с помощью вентилятора 3 для принудительного охлаждения резистора. Резистор заключен в экспоненциальный экран 4, улучшающий согласование в тракте. Входное коаксиальное гнездо с сопротивлением 75 Ом обеспечивает контакт присоединяемого кабеля. Внутренний проводник кабеля соединяется с одним концом резистора, а наружный — с экспоненциальным экраном. Второй конец резистора соединен с противоположным торцом экрана. С отводов поглощающего резистора через переключатель Π соответствующая часть напряжения подается на пиковый вольтметр.

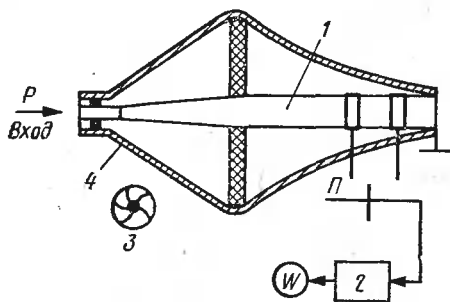


Рис. 6.2. Схема ваттметра поглощаемой мощности

ным торцом экрана. С отводов поглощающего резистора через переключатель Π соответствующая часть напряжения подается на пиковый вольтметр.

Калориметрический метод основан на преобразовании электрической энергии в теплоту, нагревающую некоторую жидкость (воду, кремнийорганическую жидкость и другие), протекающую в измерителе мощности — калориметре. Разность температур протекающей жидкости на входе и выходе калориметра пропорциональна мощности. Жидкость можно использовать для охлаждения нагрузки или в качестве самой нагрузки.

В простейшем случае, если рабочей жидкостью является вода, можно написать $Q = w(T_2^\circ - T_1^\circ) = w\Delta T^\circ$, где Q — количество теплоты; w — объем протекшей воды; ΔT° — разность температур на входе и выходе калориметра. С другой стороны, по закону Джоуля — Ленца то же количество теплоты $Q = 0,24 I^2 R t = 0,24 P t$, где I — ток, А; P — мощность, Вт; t — время. Приравняв эти выражения, получим

$$P = w \Delta T^\circ / 0,24 t = 4,18 w \Delta T^\circ / t. \quad (6.4)$$

Здесь P — измеряемая мощность, кВт; w — объем протекающей за время измерения воды, л; t — время измерения, с. Если в калориметре обеспечить постоянную скорость воды, то вместо отношения w/t можно подставить скорость v , л/с, и (6.4) упрощается:

$$P = 4,18 v \Delta T^\circ.$$

Калориметрический метод принципиально можно применять во всем диапазоне частот при измерении мощностей от сотен микроватт до сотен киловатт. Однако конструкции калориметров разнообразны и зависят как от диапазона рабочих частот, так и от значения измеряемой мощности.

Рассмотрим упрощенную схему калориметра для измерения поглощаемой мощности эквивалентом антенны некоторого передатчика. Подобные калориметры применяются в диапазоне частот до 50—60 МГц при измерении мощности до десятков киловатт. Нагрузочный резистор R_H (рис. 6.3а) помещается в камеру, по которой протекает вода с равномерной скоростью. После установления теплового равновесия микроамперметр постоянного тока, включенный в термпары $ТП$, дает показания, пропорцио-

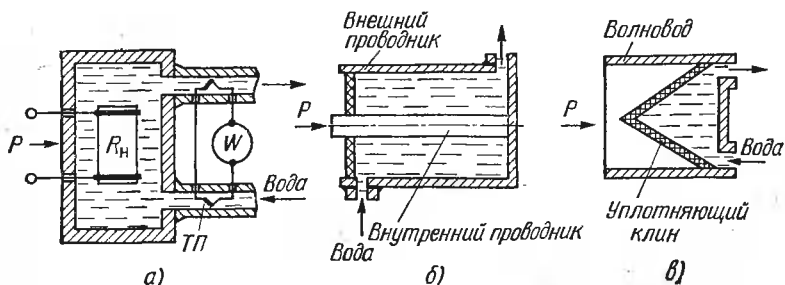


Рис. 6.3. Конструкции калориметров:
а) для низких частот; б) коаксиальная; в) волноводная

нальные рассеиваемой мощности на резисторе. Микроамперметр градуируется в единицах мощности, поскольку термодпары включены последовательно и встречно и их суммарная термоЭДС пропорциональна разности температур входящей и выходящей воды.

В диапазоне дециметровых и сантиметровых волн калориметры выполняются коаксиальной и волноводной конструкции, в соответствии с конструкцией линии передачи. На рис. 6.3б, в представлены в упрощенном виде калориметрические нагрузки для измерения в коаксиальном и волноводном трактах.

Погрешности измерения мощности калориметрическим методом обусловлены многими факторами, главными из которых являются: потери теплоты на излучение, нагрев жидкости за счет трения, непостоянство скорости протекания (расхода) жидкости. Для уменьшения погрешности применяется метод сравнения: тепловое воздействие СВЧ мощности на нагрузочный резистор R_{1H} сравнивается с тепловым воздействием постоянного тока на резистор сравнения R_{2H} (рис. 6.4). Теплообменник (радиатор) вы-

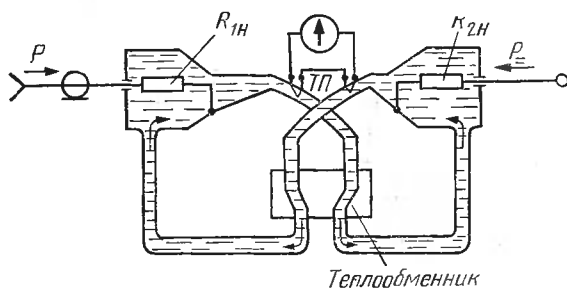


Рис. 6.4. Упрощенная схема калориметра, работающего по методу сравнения мощностей

равнивает температуру жидкости на входе обеих нагрузок. Процесс измерения заключается в измерении мощности постоянного тока, подаваемой на резистор сравнения в момент равенства температур выходящей воды, омывающей обе нагрузки. Равенство температур определяется по нулевому показанию микроамперметра постоянного тока, включенного последовательно двум термодпарам, соединенным навстречу друг другу.

Метод терморезистора основан на изменении сопротивления термочувствительного резистора при рассеянии на нем СВЧ мощности. Применяются два вида термочувствительных резисторов — болометры и термисторы, поэтому метод терморезистора также называют болометрическим или термисторным.

Болометр представляет собой тонкую металлическую проволоку длиной 0,8—1,2 мм или тонкую металлическую пленку, нанесенную в вакууме на слюдяную или стеклянную подложку. Проволочные болометры изготавливают из платины, а пленочные из платины или палладия. Диаметр проволочных болометров 1—3 мкм, благодаря чему поверхностный эффект практически не влияет на точность измерения вплоть до нескольких гигагерц. На более высоких частотах применяют пленочные болометры. Допустимая мощность рассеивания составляет 30 мВт — 1 Вт. Сопро-

тивление болометров в холодном состоянии 50—200 Ом. Температурный коэффициент — положительный. Характеристика зависимости сопротивления болометра от рассеиваемой на нем мощности приведена на рис. 6.5а. Чувствительность болометра, т. е. изменение его сопротивления при изменении мощности на 1 мВт составляет 1,5—8 Ом/мВт.

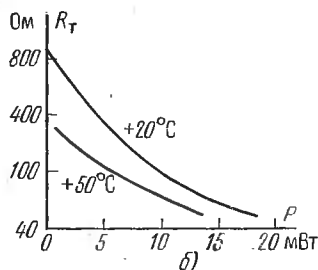
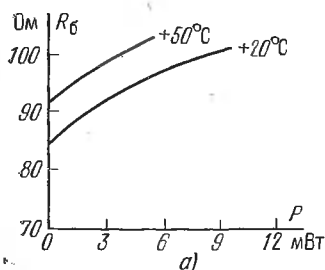


Рис. 6.5. Характеристики терморезисторов:
а) болометра пленочного; б) термистора

Термистор представляет собой бусинку из полупроводниковой массы диаметром 0,2—0,5 мм с платиновыми выводами диаметром 25—50 мкм. Бусинка заключена в стеклянный баллончик диаметром 3 мм и длиной до 10 мм с выводами диаметром 0,8 мм. Сопротивление термистора в холодном состоянии зависит от температуры окружающей среды и колеблется в больших пределах — от сотен ом до десятков килоом. Температурный коэффициент термисторов отрицательный. Характеристика термистора приведена на рис. 6.5б. Чувствительность термистора значительно больше, чем болометра, и достигает 10—100 Ом/мВт.

Термисторы применяют для измерения мощности от единиц микроватт до десятков милливатт во всем используемом диапазоне частот СВЧ. Их применение предпочтительнее, так как чувствительность и надежность больше. Болометры обеспечивают большую стабильность своих параметров, поэтому они применяются в образцовых измерительных устройствах.

Ваттметры поглощаемой мощности термисторные (болометрические) состоят из измерительной головки, часто называемой приемным преобразователем, в которой размещаются термистор или болометр, приспособления для ее настройки (согласования), измерительного блока для измерения изменения сопротивления терморезистора, а также блока питания.

Приемный преобразователь, в зависимости от диапазона частот, на которых проводятся измерения, выполняется в виде отрезка коаксиальной линии или волновода соответствующего сечения (рис. 6.6). В коаксиальном преобразователе термистор включается в центральный проводник в конце линии, а в волноводной — в конце волновода. Термистор должен поглощать всю мощность, поступающую в преобразователь, поэтому его расположе-

ние должно соответствовать согласованию с линией передачи. В коаксиальной конструкции предусмотрена возможность перемещения термистора вдоль линии в пределах четверти длины волны, а в волноводной — элементы настройки — поршни Π .

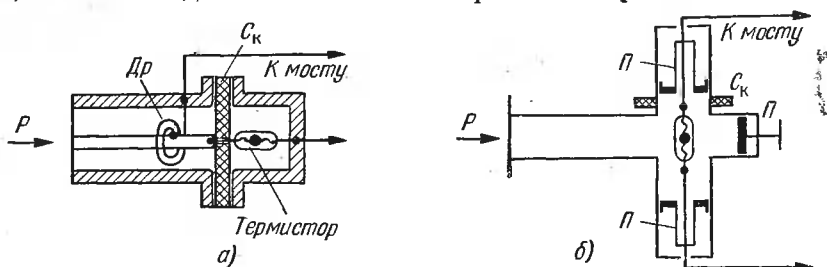


Рис. 6.6. Эскизы конструкций приемных преобразователей: а) коаксиального; б) волноводного

В процессе измерения СВЧ мощности изменение сопротивления терморезистора измеряется с помощью измерительного блока, представляющего собой мост постоянного тока, в одно из плеч которого включается термистор или болометр. Остальные плечи образуются резисторами, сопротивления которых одинаковы и равны начальному сопротивлению термистора. Такой равноплечий мост обеспечивает наибольшую чувствительность. При измерении на термистор поступают мощность СВЧ и постоянный ток источника питания, поэтому в измерительной головке предусмотрены элементы развязки: в коаксиальной — дроссель $Др$, защищающий мост от проникновения энергии СВЧ и обеспечивающий путь для постоянного тока моста в термистор; в обеих конструкциях головок — конструктивные конденсаторы C_k , без которых термистор был бы закорочен внешним проводником коаксиальной линии или телом волновода.

Простейшая мостовая схема термисторного ваттметра (рис. 6.7а) применяется при измерении способом *неуравновешенного*

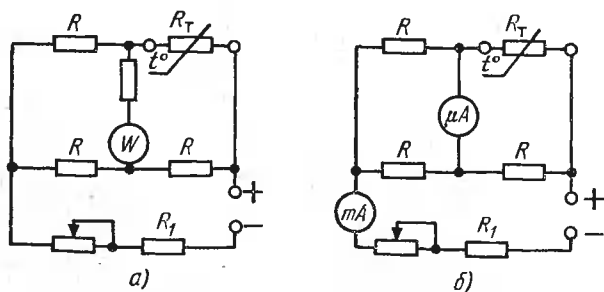


Рис. 6.7. Схемы мостов измерительного блока ваттметра: а) неуравновешенного; б) уравновешенного

моста. Сначала мост приводится в равновесие на постоянном токе. Для этого, изменяя сопротивление резистора R_1 , добиваются нулевого показания микроамперметра. Это свидетельствует о равенстве сопротивления термистора R_T всем остальным сопро-

тивлениям плеч. Затем в приемный преобразователь вводится СВЧ энергия, термистор нагревается, его сопротивление изменяется, мост выходит из равновесия и стрелка микроамперметра отклоняется. Показания микроамперметра пропорциональны подводимой мощности СВЧ, и потому шкалу микроамперметра можно градуировать в единицах мощности. Получается прямопоказывающий ваттметр, простой и надежный в работе.

Однако способ неуравновешенного моста имеет ряд недостатков: необходимость уравнивания моста перед каждым измерением; влияние изменения температуры окружающей среды при длительном измерении; влияние нестабильности источника питания моста; погрешность за счет градуировки шкалы микроамперметра на постоянном токе.

Способ уравновешенного моста значительно совершеннее. При этом способе измерение выполняется следующим образом (рис. 6.76). Вначале мост приводится в равновесие без СВЧ мощности, с помощью резистора R_1 и по шкале миллиамперметра mA отмечается значение тока I_1 , протекающего через весь мост. При этом на термисторе рассеивается мощность постоянного тока

$$P_1 = (I_1/2)^2 R_T = (I_1^2/4) R, \quad (6.5)$$

так как через термистор проходит половина тока, питающего мост, а в уравновешенном мосте $R_T = R$. Затем в приемный преобразователь подают измеряемую мощность СВЧ, термистор дополнительно нагревается, его сопротивление уменьшается и мост выходит из равновесия, о чем свидетельствует отклонение стрелки микроамперметра от нулевого положения. Нужно вторично привести мост в равновесие, для чего с помощью резистора R_1 уменьшают ток до значения I_2 , при котором показание микроамперметра вновь станет равным нулю. Теперь мощность P_2 постоянного тока, согласно (6.5), $P_2 = I_2^2 R/4$. Уменьшение мощности постоянного тока от P_1 до P_2 , очевидно, равно измеряемой мощности СВЧ:

$$P_{СВЧ} = P_1 - P_2 = (I_1^2 - I_2^2) R/4. \quad (6.6)$$

Способ уравновешенного моста обеспечивает косвенное измерение мощности. Преимуществом этого способа является то, что во время измерения сопротивление термистора не изменяется, согласование не нарушается и погрешность измерения зависит в основном только от точности градуировки шкалы миллиамперметра в цепи питания моста и чувствительности микроамперметра — индикатора баланса моста. Для повышения чувствительности способа уравновешенного моста применяют питание его переменным током низкой частоты (100 кГц). При этом в качестве индикатора равновесия используют усилитель с электронным вольтметром на его выходе.

Термоэлектрический метод измерения поглощаемой мощности основан на преобразовании СВЧ энергии в тепловую, измеряемую с помощью высокочастотных термопар. Термопары

имеют пленочную конструкцию; висмут-сурьма или хромель-копель напылены в вакууме на слюдяные или стеклянные подложки толщиной 40—50 мкм. Эти пленки одновременно являются и согласованной с трактом нагрузкой и источником термоЭДС. Преимуществом термоэлектрического метода по сравнению с терморезистором являются независимость термоЭДС от температуры окружающей среды; высокая чувствительность; возможность работать непосредственно на стрелочный индикатор, градуированный в единицах мощности; хорошее согласование термопар с трактом; быстрая готовность к работе и высокая точность. Для увеличения чувствительности термоэлектрического метода термоЭДС преобразуют в переменный ток, усиливают и измеряют электронным вольтметром.

Термоэлектрический метод применяется в диапазоне частот от сотен мегагерц до десятков гигагерц. Он позволяет измерять мощности от десятков нановатт. Для измерения больших мощностей можно использовать аттенюатор, который включают последовательно между источником СВЧ энергии и ваттметром.

6.3. ИЗМЕРЕНИЕ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ

Проходящей называется мощность, рассеиваемая (поглощаемая) нагрузкой. При идеальном согласовании проходящая мощность равна падающей, так как в тракте отсутствуют отраженные волны. Однако в реальных СВЧ устройствах полного согласования не бывает, имеются отраженные волны, характеризующиеся коэффициентом отражения Γ и проходящая мощность всегда меньше падающей:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{п}} - P_{\text{о}} = P_{\text{п}} (1 - \Gamma_{\text{н}}^2),$$

где $\Gamma_{\text{н}}$ — модуль коэффициента отражения нагрузки данного тракта.

Приемные преобразователи измерителей проходящей мощности должны включаться в разрыв линии передачи, они не должны вносить рассогласования и ослабления.

Для измерения проходящей мощности применяют следующие методы: поглощающей стенки, когда в боковой стенке волновода помещается термочувствительная пленка; пондеромоторный метод, основанный на эффекте давления электромагнитного поля на пластину, помещенную внутри волновода, и некоторые другие. Однако наибольшее распространение для измерения проходящей мощности получил метод терморезистора с направленным ответвителем. Небольшая часть мощности ответвляется от главной линии передачи на термисторный ваттметр, поглощающий ее в согласованной нагрузке — сопротивлении термистора. Измерив поглощенную мощность, можно определить проходящую, если известно, какая часть ее ответвлена. Мощность ответвляется устройством, называемым направленным ответвителем.

Направленный ответвитель состоит из главной линии, включаемой в разрыв линии передачи, и вспомогательной, образующей вторичный канал ответвителя. Обе линии имеют одинаковые сечения, т. е. их волновые сопротивления равны друг другу. Вспомогательная линия с одной стороны нагружена на согласованную с ее волновым сопротивлением встроенную нагрузку, а с другой — соединяется со входом ваттметра соответствующего сечения. По главной линии от генератора к нагрузке проходит падающая волна, а от нагрузки к генератору — отраженная. Главная и вспомогательная линии соединены между собой отверстиями связи, через которые часть энергии как падающей, так и отраженной волн проникает во вторичный канал и распространяется влево и вправо от элементов связи. В одном направлении движется энергия, пропорциональная падающей волне, в другом — отраженной. В согласованной нагрузке вспомогательной линии поглощается энергия, пропорциональная, например, отраженной волне, а к ваттметру пройдет энергия, пропорциональная падающей. Если повернуть на 180° направленный ответвитель, то в вспомогательной линии направление распространения энергии также изменится на противоположное, т. е. в этом случае поглотится энергия, пропорциональная падающей волне, а измерить можно мощность, пропорциональную отраженной.

Для измерения проходящей мощности нужно включить последовательно в тракт два направленных ответвителя HO с разной ориентацией (рис. 6.8а) и измерить мощности падающей P_n и

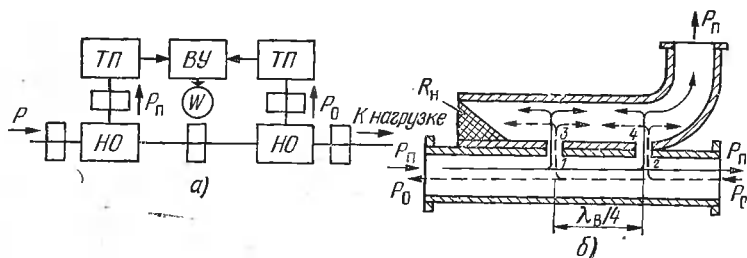


Рис. 6.8. Измерение проходящей мощности с помощью направленных ответвителей:

а) схема измерения; б) конструкция волноводного направленного ответвителя

отраженной P_0 волн. Разность показаний этих измерений равна проходящей мощности. Для быстроты измерения и уменьшения погрешности в качестве измерителей мощности применяют термоэлектрические преобразователи $ТП$, термоЭДС которых поступает на вычитающее устройство $ВУ$, показания регистрирующего прибора пропорциональны проходящей мощности и его шкалу градуируют в единицах мощности W .

Совокупность двух разно ориентированных направленных ответвителей называется рефлектометром. В зависимости от рабочей частоты направленные ответвители и рефлектометры имеют

либо коаксиальную, либо волноводную конструкцию. Для перекрытия диапазона частот нужен набор ответвителей, так как их технические характеристики зависят от частоты.

Рефлектометры находят широкое применение при измерении мощности радиостанций, в фидерах радиорелейных линий и телевизионных антенн. Это объясняется большими пределами измеряемой мощности, относительной простотой конструкции и, главное, возможностью непрерывных измерений мощности без перерыва связи или вещания.

Принцип действия направленного ответвителя рассмотрим на примере волноводной конструкции. Главная и вспомогательная линии (рис. 6.8б) соединены отверстиями связи, расстояние между центрами которых равно четверти длины волны в волноводе. Энергия падающей волны (сплошная линия на рисунке) ответвляется в точках 1 и 2 во вспомогательную линию и в точках 3 и 4 разветвляется в обе стороны. В точке 4 и далее направо (по схеме) к измерителю мощности распространяется сумма прошедших через отверстия связи энергий, так как их фазы совпадают благодаря равенству путей распространения 1—3—4 и 1—2—4. Энергия отраженной волны (пунктирная линия на рисунке) также ответвляется в вспомогательную линию в точках 2 и 1, но в точке 4 они вычитаются, так как их фазы противоположны вследствие отличия на половину длины волны путей распространения 2—1—3—4 и 2—4.

Таким образом, к ваттметру проходит мощность, пропорциональная только падающей волне. Ответвившаяся энергия отраженной волны, распространяющаяся влево (по схеме), в точке 3 складывается и проходит к поглощающей нагрузке. Энергия падающей волны в точке 3 и левее компенсируется, так как разность хода путей 1—2—4—3 и 1—3 равна половине длины волны. Значение ответвленной на ваттметр мощности определяется переходным ослаблением между главным и вспомогательным волноводами ответвителя. Это ослабление зависит от формы и числа отверстий связи и колеблется от 10 до 30 дБ.

Применение направленных ответвителей и рефлектометров позволяет измерять практически любую проходящую мощность. Погрешность измерения возрастает по мере удаления рабочей частоты от центральной, на которую сделан направленный ответвитель.

Промышленность выпускает большое число ваттметров, основные характеристики некоторых из них приведены в табл. 6.1.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите основные методы измерения мощности.
2. В чем заключается принцип калориметрического метода измерения мощности?
3. Расскажите, как устроен калориметр, в котором используется метод сравнения мощности СВЧ и постоянного тока.

Основные характеристики	МЗ-19	МЗ-3А	МЗ-21	МЗ-11А	МЗ-13А	МЗ-1А	МЗ-10А
Метод	Вольтметра		Термоэлектрический	Калориметрический		Терморезисторный	
Диапазон частот, ГГц	$20 \cdot 10^{-9}$ $30 \cdot 10^{-6}$	0,03—1,2	0,1—37,5	0,001—11,5	2,59—37,5	0,02—3,0	0,03—78,3
Пределы измерений, мВт	$0,1-10^4$	$250-15 \cdot 10^3$	0,01—10	$10-10^4$	$6 \cdot 10^3-2 \cdot 10^6$	$0,1-10^3$	0,05—5,0
Погрешность, %	3—5—10	15—20	10	6	4—10	10—12	10—25
КСВН входа	—	1,15—1,3	1,5	1,25—1,6	1,2—1,5	1,3—1,5	1,3—2,0
Сопротивление термистора, Ом	—	—	—	—	—	75	150; 240; 400
Масса, кг	6	14	3,5	29	53 ± 9	14	11

Примечание. Тракты ваттметров СВЧ разделяются на коаксиальные и волноводные и соединяются с соответствующими смежными головками, например М5-51-56, М5-40-50, М5-88-89.

4. В чем заключается термоэлектрический метод измерения мощности?
5. Расскажите об основных отличиях болометра и термистора.
6. Начертите упрощенную конструкцию измерительного преобразователя мощности на термисторе; объясните назначение конструктивной разделительной емкости C_k .
7. Как измеряется емкость с помощью неуравновешенного моста?
8. Расскажите порядок измерения мощности методом терморезистора с помощью уравновешенного моста.
9. Как измеряется проходящая мощность?
10. Расскажите устройство и назначение направленного ответвителя.

ГЛАВА 7

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

В технике радиосвязи, звукового и телевизионного вещания используется огромный спектр частот — от долей герца до десятков гигагерц. Например, радиовещание на длинных волнах ведется в пределах 150—300 кГц; на средних — 300—1600 кГц; на коротких — 6—25 МГц; на ультракоротких — 66—73 МГц. Для передачи телевизионных программ отведены диапазоны метровых волн: 48,5—66,0 МГц; 76—100 МГц; 174—230 МГц и дециметровых — 470—870 МГц. Радиорелейные системы передачи и искусственные спутники Земли, через которые осуществляется передача телевидения и многоканальной связи, работают в диапазоне 1—10 ГГц. Разрабатываются системы связи и вещания на еще более высоких частотах. Звуковое вещание по проводам, однопрограммное и трехпрограммное, занимает полосу частот 40 Гц — 10 кГц и использует 78 и 120 кГц для несущих частот второго и третьего каналов.

Все радиотехнические устройства, особенно передатчики и приемники, работают в отведенном для них диапазоне частот. Частота каждого передатчика должна быть точной по значению и стабильной во времени. В противном случае невозможно осуществление надежной связи, уверенного приема радиовещательных и телевизионных программ, неизбежны взаимные помехи и искажения сигналов.

При изготовлении, ремонте и эксплуатации радиотехнического оборудования измерение частоты является необходимой операцией. Наиболее распространенными измерениями частоты можно назвать следующие: градуировка шкал генераторов измерительных сигналов; градуировка шкал радиоприемников и передатчиков с плавным диапазоном частот; определение собственной частоты колебательных контуров и резонаторов; измерение полосы пропускания усилителей, фильтров и других цепей; отклонение несущей частоты данной радиостанции от присвоенного ей значения; измерение нестабильности частоты генераторов и т. д.

Частота f и время T являются обратными величинами: $f=1/T$, где f — Гц, а T — с. Кроме того, частота связана с длиной волны известным выражением $f=c/\lambda$, где $c=3\cdot 10^8$ м/с — скорость света в свободном пространстве; λ — длина волны в метрах. Следовательно, измерение частоты, времени или длины волны теоретически равноценны, но практически измеряются в большинстве случаев частота и интервалы времени. Длина волны при необходимости легко вычисляется.

Погрешность измерения частоты и интервалов времени задается в абсолютных значениях, например $\pm 10^{-2}$ Гц, 10 нс, или, чаще, в относительных значениях. Допустимая погрешность измерения частоты данного устройства должна быть всегда меньше допустимой погрешности установки этой частоты, по крайней мере, в 3 раза. Например, несущая частота радиостанции $f_{\text{нес}}=1,5$ МГц $\pm \pm 3$ Гц. Погрешность установки частоты $\Delta f/f_{\text{нес}}=\delta_{\text{нес}}=3/1,5\cdot 10^6=2\cdot 10^{-6}$. Погрешность прибора для измерения частоты в этом случае должна быть меньше чем 10^{-6} . Такой прибор должен по-прежнему еще более точным устройством; его погрешность не должна превышать $2\cdot 10^{-7}$. Имеются приборы, позволяющие измерять частоту с погрешностью 10^{-9} и даже лучше. Измерение низких частот обычно выполняется со значительно большей погрешностью. Интервалы времени измеряются с погрешностью 10^{-4} — 10^{-5} .

Частоту можно измерять методом сравнения, резонансным методом и методом дискретного счета. На основе метода дискретного счета созданы удобные и точные приборы — электронно-счетные частотомеры с цифровой индикацией, которые вытесняют приборы для измерения частоты и интервалов времени, основанные на других методах.

7.2. МЕТОД СРАВНЕНИЯ

Для измерения неизвестной частоты методом сравнения необходимо иметь образцовую частоту и индикатор, с помощью которого можно определить равенство неизвестной и образцовой частот или их кратность. Если в качестве индикатора используется осциллограф, то способ измерения называют осциллографическим; если телефон, магнитоэлектрический микроамперметр или электронно-оптический индикатор, регистрирующие совпадение частот, — способом нулевых биений или гетеродинным способом.

Метод сравнения принципиально пригоден для измерения низких и высоких частот. Метод прост и довольно точен.

Осциллографический способ измерения частоты можно применить при линейной, синусоидальной и круговой развертках.

При линейной развертке в качестве образцовой частоты используется частота генератора развертки данного осциллографа. Напряжение неизвестной частоты подают на вход канала вертикального отклонения осциллографа, а частоту генератора развертки (при выведенной ручке напряжения синхронизации) изменяют до

тех пор, пока на экране не получится изображение одного периода. При этом измеряемая частота равна установленной частоте развертки. Во многих осциллографах частота развертки калибрована и погрешность измерения соответствует погрешности калибровки. На экране осциллографа можно получить изображение нескольких периодов, при этом неизвестная частота больше частоты развертки в n раз, где n — число периодов. Практически n не должно превышать 5—6. Диапазон частот определяется полосой пропускания канала вертикального отклонения.

При синусоидальной развертке напряжение неизвестной частоты подается на вход вертикального отклонения, а напряжение образцовой частоты — на вход горизонтального отклонения. Генератор развертки осциллографа выключается. Изменяя образцовую частоту, добиваются неподвижной или медленно движущейся фигуры Лиссажу. Если она имеет вид прямой, эллипса или окружности, то частоты равны: $f_x = f_{обр}$. Если неподвижная осциллограмма получается более сложной формы, то это свидетельствует о кратности неизвестной и образцовой частот, которую нужно определить следующим образом.

Полученную фигуру нужно мысленно пересечь вертикальной и горизонтальной линиями (рис. 7.1) и сосчитать число пересечений

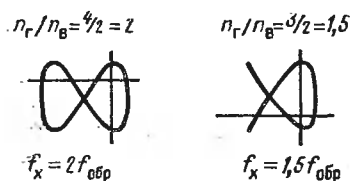


Рис. 7.1. К определению кратности частот при синусоидальной развертке

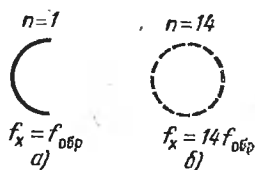


Рис. 7.2. К определению кратности частот при круговой развертке

ими ветвей фигуры по вертикали n_v и по горизонтали n_r . Отношение этих чисел равно отношению образцовой и измеряемой частот: $n_v/n_r = f_{обр}/f_x$, откуда

$$f_x = f_{обр} n_r/n_v. \quad (7.1)$$

Напряжения частот можно подавать на противоположные входы, при этом в (7.1) значение образцовой частоты нужно умножать на обратное отношение n_v/n_r .

Синусоидальная развертка применяется до кратности частот, меньшей 10, так как большее число пересечений трудно сосчитать. Верхний предел измеряемой частоты определяется полосой пропускания усилителей в каналах осциллографа. Если напряжения сравниваемых частот составляют 10 В и больше, то их можно подавать непосредственно на пластины электроннолучевой трубки, минуя усилители. При этом верхний предел измерения частоты достигает 100 МГц и больше.

Погрешность измерения определяется погрешностью установки образцовой частоты и нестабильностью обеих частот. Чем больше нестабильность любой из них, тем быстрее вращается фигура Лиссажу и определение кратности частот затрудняется.

При круговой развертке напряжение образцовой частоты через фазорасщепитель подают на оба входа осциллографа (см. рис. 3.9). На экране осциллографа появляется линия развертки в виде окружности, которая вращается с частотой образцовой частоты, т. е. время одного оборота равно длительности периода. Напряжение неизвестной частоты подают на модулятор трубки, и оно изменяет яркость линии развертки 1 раз в течение периода измеряемой частоты.

Если частоты f_x и $f_{обр}$ равны друг другу, то половина окружности будет светлой, а половина — темной (рис. 7.2а). Если же $f_x > f_{обр}$, то окружность становится состоящей из штрихов, число которых n (светлых и темных) равно кратности неизвестной и образцовой частот: $n = f_x / f_{обр}$, откуда $f_x = n f_{обр}$.

Если частоты не кратны, то осциллограмма вращается и измерение затруднено. Круговая развертка позволяет измерять частоты с кратностью значительно большей, чем при синусоидальной развертке, так как штрихи считать удобнее, чем пересечения.

При круговой развертке можно измерить частоту и ниже образцовой. При этом напряжение измеряемой частоты через фазорасщепитель подают на оба входа осциллографа и получают линию развертки в виде окружности, а напряжение образцовой частоты подают на модулятор трубки. При неподвижной осциллограмме значение измеряемой частоты $f_x = f_{обр} / n$.

Погрешность измерения и пределы измеряемых частот определяются так же, как и при синусоидальной развертке.

Способ нулевых биений применяют для измерения высоких частот. Два напряжения, $u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$ и $u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$, подают на нелинейный элемент — смеситель. На выходе смесителя появляется напряжение многих частот: nf_1 , mf_2 — гармонические составляющие и $nf_1 \pm mf_2$ — комбинационные составляющие. В числе комбинационных частот имеется разность частот первых гармоник, которая называется частотой биений $f_6 = |f_1 - f_2|$. Если частоты f_1 и f_2 равны друг другу, то частота биений равна нулю, поэтому способ измерения двух частот с помощью биений называют способом нулевых биений.

Схема измерения частоты способом нулевых биений представлена на рис. 7.3а. Напряжения образцовой $f_{обр}$ и измеряемой f_x частот подают на вход смесителя $См$. На его выходе включают индикатор частоты биений, в качестве которого можно использовать головной телефон T . Если плавно изменять образцовую частоту, то при частоте биений ниже 20 кГц ($f_6 = |f_x - f_{обр}| < 20$ кГц) в телефоне будет слышен тон разностной частоты, понижающийся по мере приближения частоты $f_{обр}$ к измеряемой частоте f_x . На рис. 7.3б показано изменение частоты биений f_6 в зависимости от изменения частоты $f_{обр}$ при неизменной измеряемой

частоте f_x . В точке a частота биений равна нулю и значение измеряемой частоты совпадает со значением образцовой. Однако определить момент, когда $f_x = f_{обр}$, по отсутствию тона в телефоне нельзя, поскольку человеческое ухо не реагирует на частоты ниже 16 Гц. Появляется зона «нулевых биений», приводящая к абсолютной погрешности до 32 Гц.

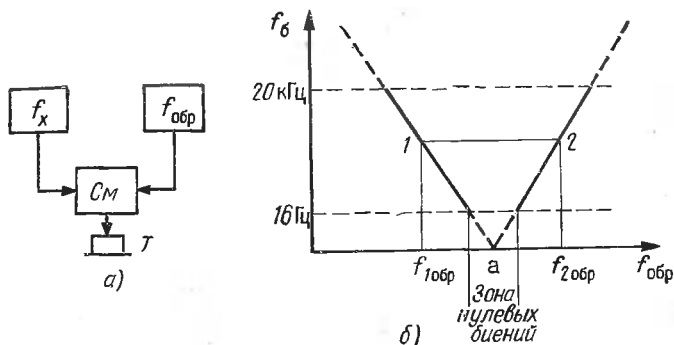


Рис. 7.3. Сравнение частот способом нулевых биений: а) структурная схема; б) к пояснению наличия зоны нулевых биений

Для уменьшения этой погрешности можно воспользоваться несколькими путями. Просто и быстро можно использовать вилочный отсчет, который заключается в следующем. Устанавливают некоторую частоту $f_{1обр}$, при которой слышен удобный для запоминания тон биений, например, в точке 1 (рис. 7.3б). Затем, перейдя зону нулевых биений, устанавливают образцовую частоту на значение $f_{2обр}$, при котором появляется прежний тон биений (точка 2). Очевидно, что среднее арифметическое двух значений образцовой частоты слева и справа от нулевых биений равно измеряемой частоте: $f_x = (f_{1обр} + f_{2обр})/2$. Дополнительная погрешность, возникающая при вилочном отсчете за счет неточности определения равенства частоты биений, невелика и тем меньше, чем лучше музыкальный слух у оператора, выполняющего измерения.

Второй путь уменьшения погрешности заключается в замене телефона магнитоэлектрическим миллиамперметром, т. е. в замене слухового индикатора визуальным. При частоте биений, меньшей 10 Гц, стрелка прибора колеблется с частотой биений и при $f_x = f_{обр}$ останавливается на нуле. Хорошие результаты можно получить, применив для визуального наблюдения нулевых биений осциллограф или электронно-оптический индикатор.

Следует иметь в виду, что если напряжения образцовой и измеряемой частот содержат гармоники, то нулевые биения получаются при условии выполнения равенства $nf_x = mf_{обр}$. Это явление создает неопределенность, для устранения которой полезно знать приблизительное значение f_x . Известно, что интенсивность гармоник падает с увеличением их номеров, поэтому самая большая

громкость биений получается на основных частотах и быстро уменьшается на высших гармониках.

Гетеродинные частотомеры работают по принципу нулевых биений. Измеряемая частота сравнивается с частотой калиброванного генератора, а нулевые биения фиксируются с помощью телефона или другого индикатора. Измеряемая частота определяется по шкале генератора или по соответствующим таблицам.

На рис. 7.4 представлена структурная схема простейшего гетеродинного частотомера. Генератор с плавной настройкой Γ изготавливается из высококачественных деталей, питание его стабилизировано, и поэтому его выходное напряжение в пределах каждого поддиапазона имеет малую нестабильность частоты. Генератор настраивается конденсатором переменной емкости C_n , в котором пластины выполнены таким образом, что обеспечивается линейная зависимость изменения частоты от изменения положения ротора конденсатора. Это позволяет интерполировать отсчеты между делениями шкалы настройки.

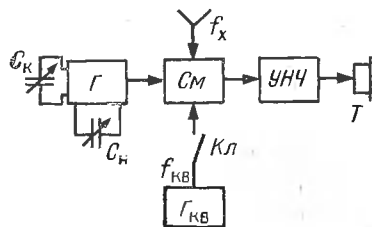


Рис. 7.4. Структурная схема гетеродинного частотомера

Главным источником погрешности измерения частоты гетеродинным частотомером является нарушение градуировки шкалы конденсатора C_n . Для восстановления градуировки в гетеродинном частотомере имеется источник опорной (образцовой) частоты — генератор с кварцевой стабилизацией $\Gamma_{кв}$. По этой частоте перед каждым измерением шкала настройки проверяется и с помощью подстроечного конденсатора C_k калибруется. Для калибровки напряжение генератора с кварцевой стабилизацией через ключ $Kл$ и напряжение генератора с плавной настройкой подают на смеситель $См$; шкала настройки при этом устанавливается на определенное значение, соответствующее опорной частоте $\Gamma_{кв}$. Если на выходе усилителя низкой частоты УНЧ слышны биения, нужно их свести к нулю с помощью конденсатора C_k .

Для расширения диапазона измеряемых частот используются высшие гармоники генератора с плавной настройкой, а для калибровки — высшие гармоники обоих генераторов. В результате при настройке генератора с плавной настройкой появляется много нулевых биений, что затрудняет отсчет измеренной частоты. Для устранения такой неопределенности гетеродинные частотомеры снабжаются градуировочными таблицами или графиками. Шкала настройки частотомера обычно выполнена двух- или трехступенчатой с большим замедлением, что позволяет получить большое число отсчетных точек.

Методика измерения частоты зависит от структурной схемы данного гетеродинного частотомера и приводится в его описании.

Точность измерения частоты высокая. Источники погрешности: погрешность значения частоты генератора с кварцевой стабилизацией; нестабильность этой опорной частоты; нестабильность частоты генератора с плавной настройкой; погрешность градуировки его шкалы. Промышленность выпускает гетеродинные частотомеры трех классов точности: $5 \cdot 10^{-4}$, $5 \cdot 10^{-5}$ и $5 \cdot 10^{-6}$. Погрешность опорных частот у каждого частотомера на порядок меньше. С помощью набора гетеродинных частотомеров можно перекрыть диапазон измеряемых частот от 125 кГц до 78,3 ГГц. Процесс измерения частоты гетеродинными частотомерами довольно длительный; он требует квалификации и внимания оператора.

7.3. МЕТОД ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Принцип метода дискретного счета заключается в подсчете числа периодов измеряемой частоты за известный высокостабильный интервал времени. Результат измерения $N = \Delta T / T_x$, откуда значение неизвестной частоты

$$f_x = N / \Delta T, \quad (7.2)$$

где f_x — измеряемая частота, Гц; ΔT — интервал времени измерения, с; N — число периодов измеряемой частоты, прошедших за ΔT .

Интервал времени измерения ΔT формируется из напряжения высокостабильного генератора с кварцевой стабилизацией. Число N определяется с помощью электронного счетчика и индицируется на цифровом табло в единицах частоты.

На основе метода дискретного счета разработаны и выпускаются промышленностью приборы, называемые *электронно-счетными частотомерами*, частотомерами с цифровым отсчетом или просто цифровыми частотомерами. Эти приборы позволяют выполнять автоматическое измерение частоты, периода, длительности импульсов, временных интервалов и отношения частот. Результат измерения, кроме цифровой индикации, может быть выдан в электрическом коде на цифropечатающее устройство или введен в ЭВМ для дальнейшей обработки или запоминания. Электронные частотомеры обладают высоким быстродействием, большой точностью, удобством в эксплуатации. Поэтому они за короткое время получили широкое распространение.

Упрощенная структурная схема электронно-счетного частотомера приведена на рис. 7.5а. Входное устройство VxY предназначено для согласования входного сопротивления частотомера с выходным сопротивлением источника измеряемой частоты, а также для установки напряжения, обеспечивающего нормальную работу формирующего устройства. В соответствии с этими задачами оно состоит из аттенюатора (компенсированного делителя напряжения) и широкополосного усилителя.

Формирующее устройство ΦY предназначено для преобразования сигнала измеряемой частоты из синусоидальной или импульс-

ной формы в короткие импульсы, частота следования которых равна измеряемой частоте. Эти импульсы возникают на выходе формирующего устройства в моменты перехода синусоиды через нуль (от отрицательных значений к положительным), поэтому интервал между ними равен периоду сигнала или $f_x = f_{\text{и}}$ (рис. 7.5б). Высота

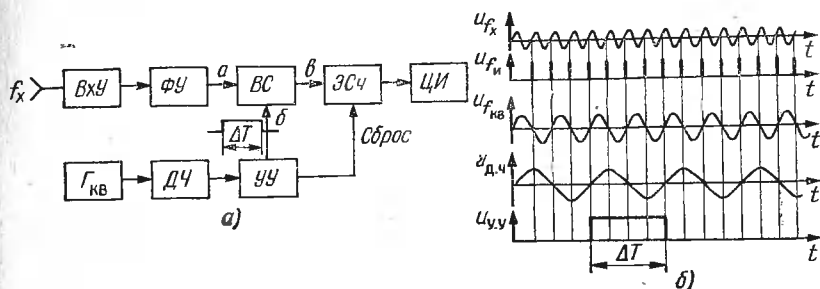


Рис. 7.5. Электронно-счетный частотомер: а) упрощенная структурная схема; б) диаграмма напряжений

импульсов и крутизна их фронтов не меняются при изменении частоты и входного напряжения в пределах, установленных техническими характеристиками данного прибора. В формирующих устройствах применяются диодные ограничители и триггер Шмитта.

Временной селектор $ВС$ предназначен для пропускания поступающих на его вход a импульсов на вход b электронного счетчика в течение интервала времени ΔT , при наличии на входе b селектора импульса длительностью ΔT , формируемого управляющим устройством из напряжения генератора с кварцевой стабилизацией $\Gamma_{\text{кв}}$.

Часть деталей генератора и кварцевый резонатор заключены в термостат с автоматическим поддержанием постоянной температуры с точностью $\pm 0,5$ или $\pm 0,1^\circ\text{C}$. Применение кварца с соответствующими срезами, постоянство температуры и специальный режим генератора обеспечивают суточную нестабильность $3 \cdot 10^{-9}$. Частота генератора обычно устанавливается равной 1 МГц. Интервал ΔT при этом равен 1 мкс. Предположим, что на счетчик за это время прошло 10 импульсов, тогда в соответствии с (7.2) измеряемая частота

$$f_x = N/\Delta T = 10/10^{-6} = 10^7 = 10 \text{ МГц.}$$

В процессе счета импульсов возможна потеря первого или последнего, что приводит к погрешности, которая в нашем примере составит 10%. Это недопустимо. Поэтому для повышения точности измерения нужно увеличивать время измерения ΔT , чтобы число импульсов возросло. Для этого после генератора с кварцевой стабилизацией включают делители частоты $ДЧ$, на выходе которых образуются частоты, в 10^n ($n=1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$) раз меньше частоты генератора, т. е. 100; 10; 1 кГц; 100; 10; 1; 0,1 Гц. Дли-

тельность калиброванного импульса ΔT , открывающего временной селектор, увеличивается во столько же раз, и, следовательно, время счета можно устанавливать декадными ступенями от 1 мкс до 10 с.

В электронном счетчике ЭСч число прошедших импульсов фиксируется в виде электрического кода, который потом преобразуется в десятичный код, высвечиваемый на цифровом индикаторе ЦИ.

Управляющее устройство УУ формирует импульс длительностью ΔT , открывающий временной селектор, и импульс сброса показаний, устанавливающий счетчик в исходное состояние.

Относительная погрешность измерения частоты

$$\delta_f = \delta_{\text{кв}} + 1/N = \delta_{\text{кв}} + 1/f_x \Delta T, \quad (7.3)$$

где $\delta_{\text{кв}} = \Delta f_{\text{кв}}/f_{\text{кв}}$ — нестабильность частоты генератора с кварцевой стабилизацией. Поскольку эта нестабильность очень мала, погрешность измерения частоты зависит в основном от второго слагаемого. Чем ниже частота, тем это слагаемое больше, а увеличивать время измерения нецелесообразно. Поэтому вместо измерения низкой частоты измеряют период.

Принцип измерения периода аналогичен рассмотренному принципу измерения частоты, с той разницей, что временной селектор открывается импульсом, формируемым из напряжения измеряемого периода, а считаются импульсы, полученные из напряжения генератора с кварцевой стабилизацией (рис. 7.6). Результат изме-

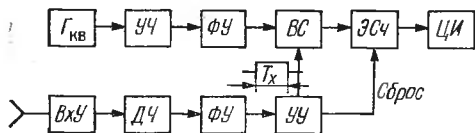


Рис. 7.6. Структурная схема для измерения периода

рения определяется в соответствии с (7.2) при замене ΔT на T_x и f_x на $f_{\text{кв}}$:

$$T_x = N/f_{\text{кв}}. \quad (7.4)$$

Например, если $f_{\text{кв}} = 10^6$ Гц, а $N = 10^5$, то измеряемый период $T_x = 10^5/10^6 = 0,1$ с и измеряемая частота 10 Гц.

Погрешность измерения периода вычисляется по той же формуле, что и погрешность измерения частоты (7.3), с заменой индексов во втором слагаемом:

$$\delta_{T_x} = \delta_{\text{кв}} + 1/N = \delta_{\text{кв}} + 1/f_{\text{кв}} T_x. \quad (7.5)$$

Для увеличения числа прошедших импульсов можно либо умножить частоту генератора с кварцевой стабилизацией, либо увеличить длительность измеряемого периода. Для этого в схеме предусмотрены умножитель УЧ и делитель ДЧ частоты с декадным изменением своих коэффициентов. Использование их уменьшает погрешность измерения.

С помощью электронно-счетного частотомера, кроме частоты и периода, можно измерять и другие величины.

Измерение интервала времени или длительности импульса выполняется путем счета числа импульсов, сформированных из напряжения опорного генератора с кварцевой стабилизацией, прошедших через открытый временной селектор в течение измеряемого интервала времени или длительности импульса.

Измерение отношения двух частот выполняется путем счета числа импульсов, сформированных из напряжения более высокой частоты f_v , прошедших через открытый временной селектор в течение длительности одного периода более низкой частоты f_n . Результат измерения получается в виде отношения $N = T_n / T_v = f_v / f_n$.

Измерение общего числа импульсов, прошедших за некоторый интервал времени, подсчитывается при открытом временном селекторе. Начало и конец счета устанавливаются вручную. При выполнении различных видов измерений в работе участвуют одни и те же узлы частотомера, переключаемые и соединяемые между собой соответствующим образом.

Электронно-счетный частотомер представляет собой сложный прибор, и нужно время от времени производить его поверку. Это осуществляется путем самоконтроля, заключающегося в измерении некоторого числа n импульсов, сформированных из напряжения кварцевого генератора за интервал времени T_k — времени контроля, сформированного из того же напряжения. В результате самоконтроля получаем на цифровом индикаторе отсчет $N = T_k / T_{kv} = n T_{kv} / T_{kv} = n$.

Максимальное значение измеряемой частоты определяется быстродействием электронного счетчика и составляет не более 200 МГц. Однако в настоящее время, с помощью дополнительных устройств — делителей частоты, преобразователей и переносчиков частоты — верхний предел измеряемой частоты достиг 70 ГГц.

Погрешность измерения можно уменьшить, если в качестве стабилизированного источника опорной частоты использовать внешний источник — стандарт частоты. В электронно-счетных частотомерах предусмотрен выход стабильных частот, образованных путем умножения и деления частоты генератора с кварцевой стабилизацией.

Первое поколение электронно-счетных частотомеров работало на электронных лампах, характеризовалось большой массой и габаритами, не отличалось надежностью. Применение полупроводниковых приборов позволило создать приборы второго поколения со значительно меньшими габаритами и массой, более надежные и точные. Третье поколение, выполняемое на микросхемах, обеспечило дальнейшее улучшение основных параметров и расширение возможностей, повышение точности, расширение диапазона измерения и уменьшение объема (до 10 дм³) и массы (до 6 кг). В четвертом поколении частотомеров, выполняемых на интегральных схемах, встраиваются мини-ЭВМ (микропроцессоры) для матема-

тической обработки результатов измерения и выдачи их в любом нужном для данной цели виде.

По назначению и характеристикам электронно-счетные частотомеры разделяются на сервисные, универсальные и специализированные [2]. Сервисные частотомеры отличаются малыми габаритами и массой, малым потреблением мощности и высокой надежностью. Универсальные частотомеры многофункциональны. Их конструкция позволяет применять сменные блоки, расширяющие их возможности. Специализированные электронно-счетные частотомеры предназначены для замены резонансных частотомеров. Они отличаются повышенной надежностью, экономичностью и могут быть использованы в полевых условиях и на подвижных объектах. Их функцией, как правило, является измерение частоты.

Рассмотрим структурную схему сервисного частотомера ЧЗ-36 (рис. 7.7). Особенностью ее является использование логических

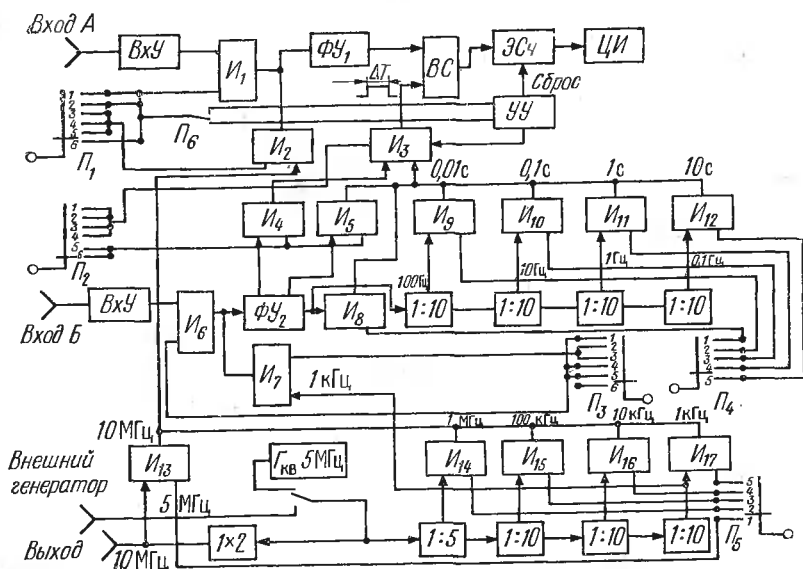


Рис. 7.7. Упрощенная структурная схема сервисного частотомера ЧЗ-36

элементов — импульсно-потенциальных узлов типа И, выполняющих роль переключателей. Узел И открывает и замыкает некоторую цепь при подаче на его потенциальный вход постоянного напряжения +4 В. Комбинируя положение механических переключателей Π_1 — Π_5 , открывают в том или ином сочетании узлы И и осуществляют схему для нужного рода работы частотомера.

Для измерения частоты переключатели Π_1 — Π_3 устанавливают в положение 2, при этом открываются узлы И₁, И₃, И₇. Напряжение измеряемой частоты со входа А поступает на формирующее устройство $\Phi У_1$ и далее на временной селектор ВС. Он открывается на интервал времени ΔT от 1 мс до 10 с, устанавливаемый с

помощью переключателя P_4 , открывающего один из узлов $I_8—I_{12}$ делителя частоты.

Для измерения периода переключатели $P_1—P_3$ устанавливают в положение 4; открываются узлы I_2, I_3, I_6 . Напряжение измеряемого периода через вход B и формирующее устройство ΦU_2 поступает на вход делителя частоты, где измеряемый период умножается на 10^n ($n=1, 2, 3, 4$). Нужную степень умножения устанавливают переключателем P_4 . Импульс, определяющий длительность интервала времени открытого состояния временного селектора, формируется в соответствии с длительностью умноженного периода и подается на селектор. На электронный счетчик поступают импульсы с частотой 10 МГц, полученные из напряжения генератора с кварцевой стабилизацией, которое поступает на ΦU_1 через узел I_2 .

Генератор с кварцевой стабилизацией вырабатывает частоту 5 МГц. Эта частота с помощью умножителя на 2 и делителей на 5 и 10 может принимать значения 10, 5, 1 МГц, 100, 10 и 1 кГц. Частота 1 кГц через узел I_7 и ΦU_2 поступает на делители в 10 раз для формирования в управляющем устройстве импульса длительностью ΔT . При измерении длительности периода нужная частота выбирается переключателем P_5 , открывающим один из узлов $I_{13}, \dots, I_{17}$.

Для измерения отношения частот переключатели P_1, P_2, P_3 устанавливают в положение 1; открываются узлы I_1, I_3, I_6 . Напряжение низшей частоты подают на вход B . Через формирователь ΦU_2 прямоугольные импульсы поступают на делители, где период может быть увеличен в 10^n раз. Управляющее устройство УУ выдает импульс, открывающий временной селектор, и на счетчик ЭСч проходят импульсы, сформированные из напряжения высшей из сравниваемых частот, поданного на вход A .

В режиме измерения интервала времени или длительности импульса переключатели P_1, P_2, P_3 устанавливают в положение 5; открываются узлы I_2, I_4, I_5, I_6 . Измеряемый импульс подают на вход B , откуда он поступает на ΦU_2 , на выходе которого образуются два импульса, соответствующие переднему и заднему фронтам измеряемого импульса. Первый из них через узел I_5 запускает узел I_3 , открывающий временной селектор, а второй — через узел I_4 , прекращает его работу, и селектор закрывается. В течение времени между этими импульсами через селектор на счетчик проходят импульсы, сформированные из напряжения генератора $G_{кв}$.

Для измерения числа прошедших импульсов переключатели P_1, P_2, P_3 устанавливают в положение 6, при этом открывается узел I_1 . Импульсы подают на вход A . Временной селектор открывают и закрывают на время измерения вручную с помощью переключателя P_6 .

Рассмотрим упрощенную структурную схему специализированного электронно-счетного частотомера ЧЗ-44 (рис. 7.8). Он предназначен для автоматического измерения частоты синусоидальных

колебаний в диапазоне частот от 100 кГц до 60 МГц и заменяет гетеродинные и резонансные частотомеры этого диапазона.

Входной сигнал через истоковый повторитель ИП, широкополосный усилитель $У_1$ поступает на логический узел $И_1$. Переключатель $П_1$ устанавливается в положение 1, узел $И_1$ открывается

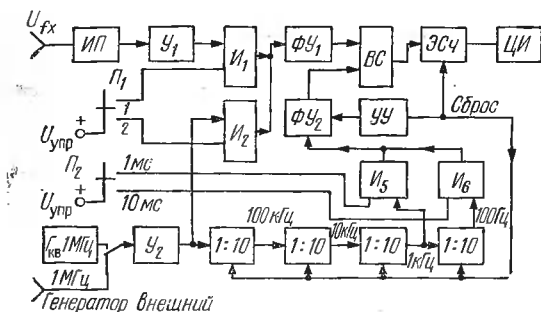


Рис. 7.8. Упрощенная структурная схема специализированного частотомера ЧЗ-44

управляющим напряжением $U_{упр}$, и сигнал поступает на формирующее устройство $ФУ_1$ и далее на временной селектор $ВС$. Последний открывается с помощью переключателя $П_2$ на интервал времени счета 1 или 10 мс, создаваемый из периода напряжения генератора $\Gamma_{кв}$ частотой 1 МГц с помощью декадных делителей частоты ДЧ. Переключателем $П_2$ на узел $И_5$ или $И_6$ подается $U_{упр}$; импульсы с выхода третьего или четвертого делителя через открытый $И_5$ или $И_6$ поступают на управляющее $УУ$ и формирующее $ФУ_2$ устройства, временной селектор открывается, и импульсы от $ФУ_1$ проходят на электронный счетчик и цифровой индикатор $ЦИ$. Предусмотрен самоконтроль частотомера. Для этого переключатель $П_1$ устанавливается в положение 2, узел $И_1$ закрывается, а $И_2$ открывается; через $И_2$ проходит напряжение от генератора $\Gamma_{кв}$ на $ФУ_1$ и временной селектор. При правильной работе прибора на табло появляется значение частоты генератора 1 МГц.

7.4. РЕЗОНАНСНЫЙ МЕТОД

Резонансный метод измерения частоты основан на явлении электрического резонанса, возникающего в колебательном контуре. Метод применяется на высоких и сверхвысоких частотах. Структурная схема измерения частоты приведена на рис. 7.9. Ис-



Рис. 7.9. Структурная схема измерения частоты резонансным методом

точник напряжения измеряемой частоты f_x связывается с резонансным частотомером. Последний представляет собой высококачественный измерительный контур $ИК$ с точным градуированным ме-

ханизмом настройки и индикатор резонанса I . Для измерения частоты нужно контур настроить в резонанс с f_x по максимальному отклонению указателя индикатора и произвести отсчет частоты по шкале механизма настройки или по таблице (графику).

Конструкция измерительного контура зависит от диапазона частот. На частотах 50 кГц—200 МГц применяют контуры с сосредоточенными параметрами, т. е. состоящие из катушек индуктивности и конденсатора переменной емкости. На более высоких частотах применяют контуры с распределенными параметрами, т. е. отрезки коаксиальных линий или объемные резонаторы. Резонансный метод измерения частоты широко применялся с самого начала возникновения радиотехники, однако ему присущи существенные недостатки и он вытесняется методом дискретного счета. К недостаткам резонансного метода относятся: необходимость подбора связи источника измеряемой частоты и частотомера; тщательность настройки и значительная погрешность, составляющая 0,05—0,5%. Погрешность измерения частоты резонансным методом зависит от добротности измерительного контура частотомера, от чувствительности индикатора резонанса, точности градуировки шкалы механизма настройки измерительного контура и отсчета по ней, температуры и влажности окружающего воздуха, от степени связи частотомера с источником измеряемой частоты.

Основными характеристиками резонансных частотомеров являются: диапазон измеряемых частот, погрешность измерения и чувствительность. Чувствительностью частотомера называется минимальная поглощаемая им мощность, необходимая для уверенного отсчета момента резонанса.

Резонансные частотомеры преимущественно применяют для измерения сверхвысоких частот в виде встроенных узлов измерительных генераторов СВЧ или отдельных переносных приборов. Связь частотомера с источником измеряемой частоты осуществляется через небольшую штыревую или рупорную антенну или через элементы связи в виде петли, зонда, щели и отверстия. Для уменьшения связи перед частотомером часто включают аттенуатор с ослаблением обычно 10 дБ. Иногда частотомер включают через направленный ответвитель.

В качестве индикатора резонанса применяют детектор (точечный германиевый или кремниевый диод) и магнитоэлектрический микроамперметр. Для повышения чувствительности применяются усилители постоянного тока, а при импульсной модуляции сигнала СВЧ после детектора включают интегрирующий каскад, расширяющий импульсы, усилитель низкой частоты и детекторный вольтметр или осциллограф.

Резонансные частотомеры СВЧ по способу включения в измеряемую цепь разделяются на проходные и поглощающие. Колебательный контур проходного частотомера снабжен двумя элементами связи: входным для связи с электромагнитным полем в линии передачи энергии и выходным для связи с индикатором. Момент настройки в резонанс определяют по максимальному

показанию индикатора (рис. 7.10а); если частотомер не настроен в резонанс, показаний нет. Поглощающий частотомер имеет только один элемент связи — входной, а индикатор, как и частотомер, включен в линию передачи.

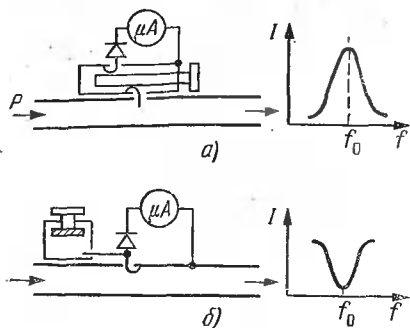


Рис. 7.10. Способы включения частотомеров в линию передачи:

а) проходной; б) поглощающий.

Четвертьволновый резонансный частотомер содержит колебательный контур в виде разомкнутого отрезка коаксиальной линии (рис. 7.11а). Настройка осуществляется изменением длины l внут-

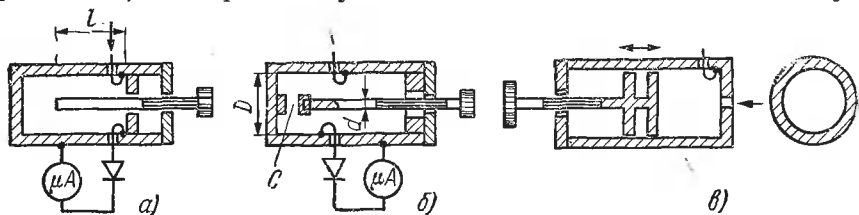


Рис. 7.11. Резонансные частотомеры с распределенными параметрами:

а) четвертьволновый; б) с нагруженной линией; в) с объемным резонатором

реннего проводника. Резонанс наступает при длине l , равной нечетному числу четвертей волн измеряемого сигнала: $l = (2n + 1)\lambda/4$, где n — целое число; измерением длины l_1 и l_2 при двух соседних резонансах можно определить значение половины длины волны:

$$l_2 - l_1 = [2(n + 1) + 1]\lambda/4 - (2n + 1)\lambda/4 = \lambda/2.$$

Шкала микрометрического механизма перемещения внутреннего проводника градуируется в единицах частоты или в безразмерных делениях. В последнем случае к частотомеру прилагаются градуировочные графики или таблицы. Четвертьволновые частотомеры применяются в верхней части дециметрового диапазона и в сантиметровом диапазоне волн.

Резонансный частотомер с нагруженной линией имеет более широкое перекрытие измеряемых частот, за счет одновременного изменения длины внутреннего проводника и значения нагрузочной

Тип частотомера	Диапазон частот	Основная погрешность	Чувствительность, мВт (В)	Вход, Ом	Потребляемая мощность, В-А	Масса, кг
Резонансные						
Ч2-1А	0,8—12 МГц	0,25%	1	75	—	5,5
Ч2-8	600—2000 МГц	0,5%	0,8	75	—	12
Ч2-37	7,7—10,7 ГГц	0,05%	0,2	50	4	11
Ч2-31	12—16,6 ГГц	0,05%	5	—	5	5
Электронно-счетные						
Ч3-36	10 Гц—50 МГц (0—100 кГц)*	$1,5 \cdot 10^{-9} + 1$ ед. сч.	(0,1—10)	$50 \cdot 10^3$ $1 \cdot 10^6$	35	7
Ч3-39	10 Гц—200 МГц**	$1,5 \cdot 10^{-9} + 1$ ед. сч.	(0,01—100)	$10 \cdot 10^3$	90	18
Ч3-35	10 Гц—50 МГц (0,01 Гц—100 кГц)	$3 \cdot 10^{-8} + 1$ ед. сч.	(0,1—100)	$15 \cdot 10^3$ $1 \cdot 10^3$	100	22
Ч3-44	0,1—60 МГц	$5 \cdot 10^{-6} + 1$ ед. сч.	(0,01—10)	$1 \cdot 10^6$	60	7,5
Ч3-45	40 МГц—2 ГГц	$5 \cdot 10^{-6} + 1$ ед. сч.	0,15—5	50	70	12
Ч3-46	1,5—12,4 ГГц	$5 \cdot 10^{-6} + 1$ ед. сч.	0,2—5	50	70	12
Ч3-51	12—17,44 ГГц	$5 \cdot 10^{-6} + 1$ ед. сч.	0,3—5	50	75	12
Гетеродинные						
Ч4-1А	125 кГц—20 МГц	10^{-4}	(1)	—	40	10
Ч4-9	20 МГц—1 ГГц	$5 \cdot 10^{-6}$	($50 \cdot 10^3$)	—	155	36
Ч4-5	2,5—18 ГГц	$5 \cdot 10^{-5}$	$100 \cdot 10^{-3}$	—	200	25
Ч4-8А	12,4—30 ГГц	$5 \cdot 10^{-5}$	$10 \cdot 10^{-3}$	—	150	35
Ч4-25	37,5—78,3 ГГц	$5 \cdot 10^{-5}$	$10 \cdot 10^{-3}$	—	250	45

* Цифры в скобках относятся к измерению периода.

** С блоком ЯЗЧ-49 диапазон измеряемых частот расширяется до 12 ГГц; с прибором Ч5-13 (переносчик частоты) — до 70 ГГц.

емкости, образованной дисками на торце внутреннего проводника и торцевой стенке внешнего. На рис. 7.116 представлена упрощенная конструкция такого частотомера. Резонанс наступает при выполнении условия

$$1/\omega C = \rho \operatorname{tg} \beta l = 138 \lg \frac{D}{d} \operatorname{tg} 2\pi (l/\lambda),$$

где D — внутренний диаметр наружного проводника; d — внешний диаметр внутреннего проводника. Измеренную частоту определяют с помощью градуировочных графиков. Частотомеры с нагруженной линией применяются в нижней части дециметрового диапазона волн и в верхней части метрового.

Для измерения частоты резонансным методом в диапазонах сантиметровых и миллиметровых волн применяются частотомеры с резонаторами объемного типа. Объемный электромагнитный резонатор представляет собой замкнутую металлическую полость, обычно цилиндрической формы, внутри которой при возбуждении возникают стоячие волны электромагнитного поля, длина которых определяется в основном объемом полости. Резонатор настраивается на нужную длину волны с помощью подвижного поршня, изменяющего его объем (рис. 7.11в). Настройку осуществляют точным микрометрическим механизмом с большим числом отсчетных точек. Измеренную частоту находят из прилагаемых к каждому частотомеру графиков, полученных предварительной градуировкой по образцовым частотам. Некоторые данные о частотомерах разных систем приведены в табл. 7.1.

7.5. ПОНЯТИЕ О МЕРАХ ЧАСТОТЫ И ВРЕМЕНИ

Многочисленные измерительные приборы — генераторы, частотомеры — нужно градуировать и поверять по точным образцовым частотам. Образцовые частоты получают с помощью специальных устройств, называемых мерами частоты. *Мерой частоты* называется устройство, предназначенное для воспроизведения и хранения единицы частоты — герца. Мера частоты с наивысшей точностью, достигнутой при современном уровне науки и техники, называется *эталоном частоты*. Эталоны представляют собой сложные и дорогие системы, хранящиеся в особых условиях и используемые только для сличения с менее точными (сравнительно) устройствами, называемыми *стандартами частоты*.

До 50-х годов в качестве стандартов частоты применялись генераторы с кварцевой стабилизацией, так называемые кварцевые часы. Их частота систематически сверялась с периодом обращения Земли вокруг своей оси, который принимался за естественный абсолютный эталон времени. Секунда, основанная на вращении Земли, принимается равной $1/86\,400$ средних солнечных суток.

Сверка осуществлялась по сигналам астрономического времени с помощью встроенных в генераторы с кварцевой стабилизацией

синхронных часов. Основная частота стандарта частоты, обычно 100 кГц, делилась до 1000 Гц. Напряжение этой частоты питало синхронный электродвигатель, приводящий в движение стрелки (часовую, минутную и секундную на одном циферблате и совершающую 10 об/с — на втором). Стробоскопическое устройство позволяло заметить «уход» часов относительно сигнала точного времени на половину деления «младшей» стрелки, т. е. на $\pm 1/20$ с, что соответствует относительной погрешности $\pm 5 \cdot 10^{-7}$.

По мере совершенствования кварцевых стандартов частоты их нестабильность уменьшилась, и после достижения 10^{-8} было обнаружено, что вращение Земли происходит неравномерно, поэтому продолжительность средних солнечных суток, а следовательно, и секунды, основанной на вращении Земли, непостоянна.

В 1956 г. был принят в качестве абсолютного эталона времени тропический год, т. е. период обращения Земли вокруг Солнца. В этой системе секунда принята как интервал времени, равный $1/31\,556\,926$ тропического года. Определение и проверка по такой секунде связаны с длительными астрономическими наблюдениями и используются только в определении положения светил на небесной сфере, солнечных и лунных затмений и т. д.

С 1967 г. введена атомная система времени, основанная на резонансных частотах колебаний, возникающих при квантовых переходах между энергетическими уровнями атомов вещества. Меры частоты, для повышения стабильности и точности которых используются внутриатомные процессы, называют квантовомеханическими (квантовыми, атомными) стандартами частоты (рис. 7.12). Этот стандарт представляет собой совокупность квантового стабилизатора КС и кварцевого генератора $\Gamma_{\text{кв}}$, автоматически подстраиваемого с помощью АПЧ под частоту стабилизатора через умножитель частоты У.

В квантовых стабилизаторах используют цезий, рубидий и атомарный водород, резонансные частоты которых равны 9 192 631 770 Гц, 6 834 682 608 Гц и 1 420 405 751,6 Гц соответственно.

Эти частоты определяются атомными свойствами вещества, практически не зависят от внешних условий и потому обладают высочайшей стабильностью.

На основе частоты резонанса перехода в атомах цезия узаконено определение секунды в атомной системе времени как интервала времени, в течение которого совершается 9 192 631 770 колебаний, соответствующих резонансной частоте энергетического перехода между уровнями состояния атома цезия-133. Эта единица времени легко хранится, воспроизводится и транспортируется с помощью цезиевого квантовомеханического стандарта частоты.

Стандарт частоты снабжается синхронными часами с цифровым отсчетом времени. Точность хода таких часов определяется ста-

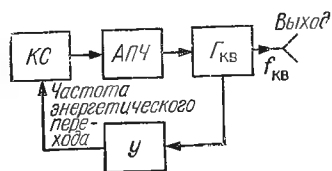


Рис. 7.12. Упрощенная структурная схема квантовомеханического стандарта частоты

бильностью частоты стандарта и составляет 1 с за десятки и сотни лет.

Промышленность выпускает кварцевые, цезиевые, рубидиевые и водородные стандарты частоты; некоторые сведения о них приведены в табл. 7.2.

Таблица 7.2

Тип прибора	Стабилизатор	Отклонение частоты от номинала	Среднеквадратическая нестабильность частоты			Габариты, мм	Масса, кг
			1 с	1 ч	24 ч		
Ч1-53	Кварц	$3 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-9}$	$5 \cdot 10^{-10}$	480×120×475	20
Ч1-47	Цезий	$5 \cdot 10^{-11}$	$2 \cdot 10^{-11}$	$5 \cdot 10^{-11}$	$5 \cdot 10^{-12}$	240×480×475	36
Ч1-50	Рубидий	$1 \cdot 10^{-10}$	$2 \cdot 10^{-11}$	$2 \cdot 10^{-11}$	$5 \cdot 10^{-12}$	480×160×475	21
Ч1-46	Водород	$2 \cdot 10^{-11}$	$1,5 \cdot 10^{-12}$	$5 \cdot 10^{-14}$	$7 \cdot 10^{-14}$	570×572×1900	330

Единство частотных и временных измерений имеет большое значение для работы всех видов транспорта, навигационных, радиоастрономических и геодезических исследований, при изучении распространения радиоволн, для поддержания частотной дисциплины всех радиостанций. Это единство обеспечивается Государственной службой времени и частоты СССР, которая передает сигналы точного времени и образцовых частот через сеть своих радиостанций. В диапазоне длинных волн работают радиостанции с позывными — РБУ и РВ-166, в диапазоне коротких волн — РВМ, РАТ, РТА, РИД, РКМ и РЦХ.

Для приема сигналов образцовых частот выпускаются специальные приемники сигналов точного времени. В населенных пунктах, где имеются метрологические научные учреждения, образцовые частоты транслируются потребителям по телефонной сети. Относительная погрешность передаваемых частот равна $1 \cdot 10^{-10}$.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем заключается осциллографический способ измерения частот?
2. Расскажите принцип работы гетеродинного частотомера.
3. Поясните причины погрешностей резонансных частотомеров.
4. Перечислите достоинства электронно-счетных частотомеров.
5. Расскажите взаимодействие узлов электронно-счетного частотомера при измерениях частоты и периода.
6. Расскажите, как измеряется длительность импульса частотомером ЧЗ-36.
7. По структурной схеме частотомера ЧЗ-44 (рис. 7.8) проследите его работу при измерении частоты и при самоконтроле.

ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА

8.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Гармонический сигнал $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ характеризуется амплитудой, частотой и фазой. Текущая фаза ωt определяет состояние сигнала в данный момент времени; начальная фаза φ постоянна и определяет момент перехода сигнала через принятую точку отсчета. Два гармонических сигнала одной частоты с разными начальными фазами дополнительно характеризуются фазовым сдвигом между ними:

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2. \quad (8.1)$$

Практически начальную фазу одного сигнала принимают равной нулю, например $\varphi_2 = 0$, и тогда фазовый сдвиг оказывается равным начальной фазе первого сигнала:

$$\varphi = \varphi_1. \quad (8.2)$$

Фазовый сдвиг измеряется в радианах или градусах: $2\pi = 360^\circ$. В гармоническом сигнале фазовый сдвиг появляется в том случае, если сигнал проходит по электрической цепи, в которой он задерживается или в которой имеются транзисторные или ламповые каскады, поворачивающие фазу на 180° . Трансформаторы, фильтры и другие четырехполюсники вносят фазовый сдвиг. Имеются приборы — фазовращатели, — специально предназначенные для создания в цепи известного фазового сдвига. Телевизионные усилители, устройства фазовой манипуляции и модуляции характеризуются определенными значениями фазовых сдвигов. Таким образом, измерение фазового сдвига является распространенным видом измерения при эксплуатации аппаратуры связи и телевидения.

Основными методами измерения фазового сдвига являются осциллографический, компенсационный, метод преобразования фазового сдвига в импульсы тока, фазового детектора и дискретного счета.

8.2. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД

Осциллографический метод можно реализовать способом линейной развертки с помощью двухлучевого или двухканального осциллографа или способом синусоидальной развертки с помощью однолучевого осциллографа.

Способ *линейной развертки* заключается в измерении по осциллограмме (рис. 8.1а) отрезков ΔT и T и вычислении фазового сдвига по формуле

$$\varphi^\circ = 360 \Delta T / T. \quad (8.3)$$

Осциллограмма соответствует двум гармоническим сигналам, $u_1 = U_1 \sin \omega t$ и $u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi)$, поданным на вертикально отклоняющие пластины электроннолучевой трубки при включенном генераторе развертки осциллографа. Отрезки ΔT и T нужно измерять с помощью масштабной сетки, помещенной перед экраном осциллографа. Для удобства измерения амплитуды отклонений обеих кривых должны быть одинаковыми.

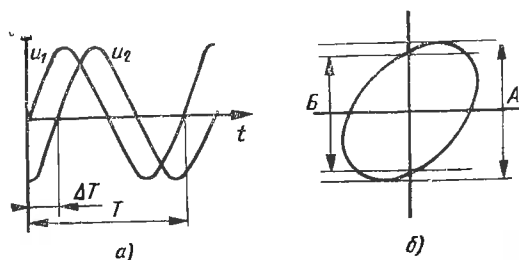


Рис. 8.1. Определение фазового сдвига осциллографическим методом при развертке:
а) линейной; б) синусоидальной

Способ синусоидальной развертки заключается в измерении на осциллограмме (рис. 8.1б) отрезков A и B и вычислении фазового сдвига по формуле

$$\varphi = \arcsin B/A, \quad (8.4)$$

где A — полное, максимальное отклонение луча, например, по оси Y ; B — расстояние между точками пересечения образующих эллипса с вертикальной линией, проходящей через его центр. Для получения осциллограммы в виде эллипса исследуемые сигналы включаются на входы Y и X осциллографа, а внутренний генератор развертки выключается. Если установить усиление по обоим каналам осциллографа таким, чтобы отклонения луча по горизонтали и вертикали были одинаковыми, то отрезки A и B можно измерять по любой из осей.

Осциллографический метод измерения фазового сдвига очень прост, но погрешность измерения довольно велика вследствие конечной толщины следа электронного луча на экране осциллографа и неточности отсчета измеряемых отрезков по масштабной сетке.

Погрешность может значительно возрасти, если в усилителях осциллографа имеется фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. В наличии такой систематической погрешности легко убедиться путем подачи одного и того же напряжения на оба входа, Y и X , осциллографа одновременно. При отсутствии фазового сдвига в каналах осциллографа на экране трубки появится прямая линия, при наличии — эллипс. Измерив значение собственного фазового сдвига осциллографа по отрезкам A и B , следует исключить его из результата измерения фазового сдвига между двумя измеряемыми сигналами.

При измерении фазового сдвига способом синусоидальной развертки вид осциллограмм при углах φ и $(360^\circ - \varphi)$ одинаков. Для устранения этой неопределенности следует в одно из напряжений

ввести дополнительный фазовый сдвиг 90° и по изменению вида осциллограммы определить его действительное значение. Например, осциллограмма имеет вид окружности, что соответствует фазовому сдвигу 90° или 270° . Включив в цепь первого напряжения конденсатор большой емкости для создания дополнительного фазового сдвига — 90° , получим на экране осциллографа прямую. Если она расположена в первом и третьем квадранте, то результирующий фазовый сдвиг равен 0° , а искомый 90° , если во втором и четвертом — результирующий равен 180° , а искомый — 270° . Вместо конденсатора можно включить катушку индуктивности, вызывающую дополнительный фазовый сдвиг $+90^\circ$, дальнейшие рассуждения аналогичны.

8.3. КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД

Компенсационный метод состоит в том, что в одно из исследуемых напряжений вводится фазовый сдвиг, равный по значению и обратный по знаку фазовому сдвигу между двумя измеряемыми напряжениями. Для этого последовательно включается градуированный фазовращатель и путем его регулировки устанавливают результирующий фазовый сдвиг, равный 0° или 180° . Схема измерения представлена на рис. 8.2.

Напряжение u_1 подается на вход фазовращателя φ_0 , выход которого присоединен к входу Y осциллографа. Напряжение u_2 подано к входу X. Генератор развертки осциллографа выключен. Фазовращателем регулируют вносимый фазовый сдвиг до появления на экране осциллографа прямой линии. Если она наклонена вправо от вертикали, искомый фазовый сдвиг между u_1 и u_2 равен φ° , если влево — $(180 - \varphi^\circ)$, где φ° — отсчет по шкале фазовращателя.

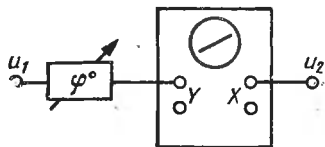


Рис. 8.2. Измерение фазового сдвига компенсационным методом

Погрешность измерения компенсационным методом определяется только погрешностью градуировки фазовращателя. Если в каналах осциллографа имеется собственный фазовый сдвиг, то он может быть определен таким же способом при подаче на оба входа осциллографа одного и того же напряжения и учтен как систематическая погрешность.

Диапазон частот, в пределах которого можно применять компенсационный метод, зависит от диапазона рабочих частот фазовращателя и осциллографа.

8.4. МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФАЗОВОГО СДВИГА В ИМПУЛЬСЫ ТОКА

Фазовый сдвиг между двумя напряжениями преобразуется в прямоугольный импульс, длительность которого пропорциональна фазовому сдвигу. Такое преобразование происходит в каждом пе-

при измерении напряжений, в результате чего получается последовательность импульсов тока, среднее значение которого пропорционально измеряемому фазовому сдвигу. На основе этого метода созданы прямопоказывающие приборы — фазометры, стрелочный индикатор которых градуирован непосредственно в градусах.

Структурная схема фазометра представлена на рис. 8.3. Фазометр состоит из двух одинаковых каналов, в которых исследуемые

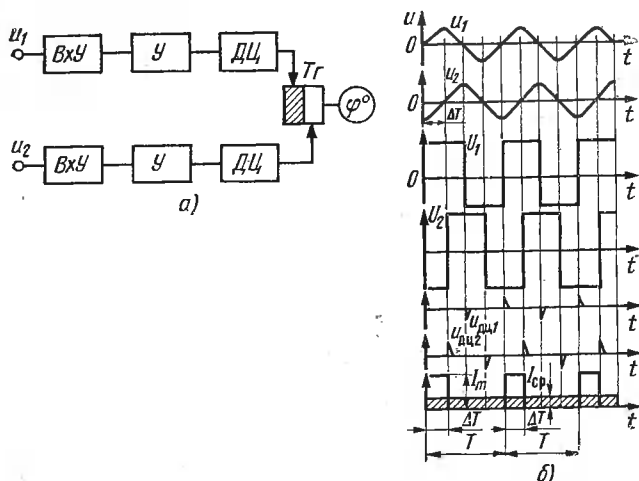


Рис. 8.3. Стрелочный фазометр:

а) структурная схема; б) диаграмма напряжений и тока

сигналы усиливаются, ограничиваются и получившиеся прямоугольные симметричные напряжения дифференцируются цепью ДЦ. В результате на выходе каждого канала образуются короткие импульсы с крутыми фронтами, положение которых на оси времени совпадает с переходами через нулевые значения исследуемых сигналов (рис. 8.3б). Положительный импульс первого канала открывает триггер T_g , а положительный импульс второго — опрокидывает его; в результате на выходе триггера возникает импульс, длительность которого ΔT равна фазовому сдвигу между сигналами. Для численного определения фазового сдвига нужно длительность импульса триггера отнести к длительности периода сигнала, и тогда в соответствии с (8.3) $\varphi^\circ = 360\Delta T/T$.

В цепь триггера (коллекторную или анодную) включен магнитоэлектрический микроамперметр, показания которого пропорциональны среднему значению тока за период. Из рис. 8.3б очевидно, что $I_{ср}$ прямо пропорционален длительности импульса ΔT , поэтому шкалу микроамперметра можно градуировать непосредственно в градусах. Диапазон частот ограничивается примерно 100 кГц; на более высоких частотах появляется дополнительная погреш-

ность, вызываемая паразитными индуктивностями и емкостями монтажных проводов и выводов электронных приборов. Погрешность измерения — 1—2,5°.

8.5. МЕТОД ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА

Сущность измерения фазового сдвига методом фазового детектора (рис. 8.4а) заключается в том, что на его выходе разность напряжений пропорциональна фазовому сдвигу между входными

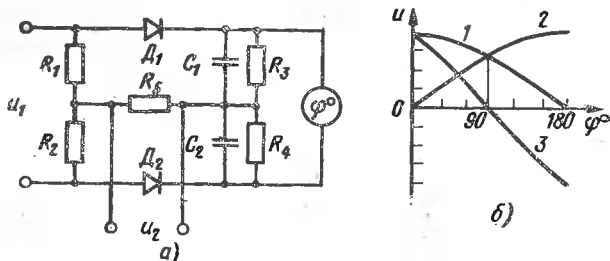


Рис. 8.4. Фазовый детектор:
а) структурная схема; б) диаграмма напряжений

сигналами. На входы фазового детектора поступают сигналы $u_1 = U_1 \sin \omega t$ и $u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi)$. К диодам D_1 и D_2 оказываются приложенными сумма и разность напряжений этих сигналов: при $U_1 = U_2 = U_m$; $u_1 + u_2 = U_m [\sin \omega t + \sin(\omega t + \varphi)] = 2U_m \cos(-\varphi/2) \times \sin(\omega t + \varphi/2)$; $u_1 - u_2 = U_m [\sin \omega t - \sin(\omega t + \varphi)] = 2U_m \sin(-\varphi/2) \times \cos(\omega t + \varphi/2)$. На конденсаторах C_1 и C_2 при равных сопротивлениях R_1 и R_2 и постоянных времени $C_1 R_3 = C_2 R_4$ появятся напряжения $u_{C1} = 2U_m |\cos(-\varphi/2)|$ и $u_{C2} = 2U_m |\sin(-\varphi/2)|$, форма которых приведена на рис. 8.4б, кривые 1 и 2 соответственно. Показания вольтметра пропорциональны разности напряжений u_{C1} и u_{C2} : $U_V = 2U_m [|\cos(\varphi/2)| - |\sin(\varphi/2)|]$, т. е. они соответствуют кривой 3. Эта кривая почти линейна, и потому шкалу вольтметра φ° можно градуировать в единицах фазового сдвига, не опасаясь значительной погрешности.

Диапазон частот, в котором применяется фазовый детектор, достигает сотен мегагерц. Погрешность измерения составляет 2—3°. Метод фазового детектора удобно применять для контроля за постоянством фазы; при этом небольшая нелинейность градуировки шкалы несущественна и погрешность снижается до десятых долей градуса.

8.6. МЕТОД ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Фазовый сдвиг можно измерить методом дискретного счета, если интервал ΔT и длительность периода T [см. (8.3)] заполнить прямоугольными импульсами напряжения и сосчитать их количество. Электронно-счетный фазометр мгновенных значений, реализующий этот метод (рис. 8.5), состоит из двух формирующих устройств, ΦU_1 и ΦU_2 , на входы которых поступают измеряемые сигналы u_1 и u_2 , а на выходах возникают короткие импульсы $u_{\text{упр}}$.

в моменты перехода сигналов через нулевые значения от отрицательных к положительным. Эти импульсы формируют в управляющем устройстве УУ прямоугольный импульс длительностью ΔT , который открывает временной селектор ВС на это время. Через последний проходят на электронный счетчик ЭСч счетные импульсы, вырабатываемые генератором счетных импульсов ГСчИ.

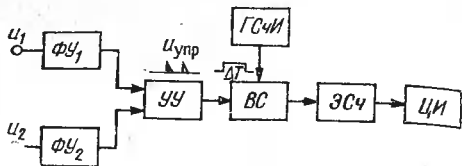


Рис. 8.5. Структурная схема цифрового фазометра

Число прошедших на счетчик импульсов

$$N = \Delta T / T_{\text{сч}} = \Delta T f_{\text{сч}}, \quad (8.5)$$

где $T_{\text{сч}}$ и $f_{\text{сч}}$ — период и частота счетных импульсов, известные и стабильные значения.

Из (8.3) следует, что

$$\Delta T = \varphi^\circ T / 360, \quad (8.6)$$

где $T = 1/f$ — период и частота измеряемых сигналов. Подставляя значение, полученное из (8.6), в (8.5), получаем выражение для фазового сдвига в виде

$$\varphi^\circ = N 360 f / f_{\text{сч}}. \quad (8.7)$$

Из (8.7) следует, что измерение фазового сдвига должно сопровождаться измерением частоты сигналов, а для уменьшения по-

грешности измерения, т. е. для увеличения числа проходящих на счетчик импульсов, необходимо частоту генератора счетных импульсов иметь во много раз выше измеряемой частоты. Принципиальная возможность измерения мгновенного значения фазового сдвига может быть реализована только на низких частотах и при наличии в составе фазометра частотомера. Эти требования ограничивают применение электронно-счетных фазометров, выполненных по структурной схеме, представленной на рис. 8.5.

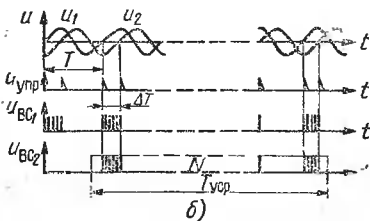
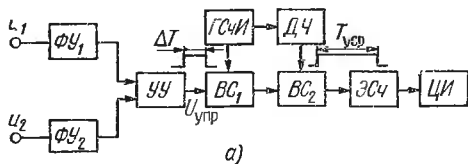


Рис. 8.6. Цифровой фазометр среднего значения:

а) структурная схема; б) диаграмма напряжений

Измерение среднего значения фазового сдвига за несколько периодов позволяет обойтись без измерения частоты сигнала. Схема цифрового фазометра (рис. 8.6а) содержит два формирующих устройства, управляющее устройство, генератор счетных импульсов

и временной селектор BC_1 , не отличающиеся от соответствующих блоков фазометра мгновенных значений. Кроме того, в схеме предусмотрен второй временной селектор BC_2 и делитель частоты $ДЧ$, с помощью которого частота генератора счетных импульсов делится в k раз, т. е. период счетных импульсов умножается, удлиняется в k раз. На выходе делителя получается импульс, длительность которого $T_{\text{уср}} = kT_{\text{сч}}$, где $T_{\text{сч}}$ — период следования счетных импульсов. Этот импульс открывает второй селектор, и через него в течение времени усреднения $T_{\text{уср}}$ проходят группы импульсов, соответствующие фазовому сдвигу в одном периоде ΔT (рис. 8.6б). Число импульсов в одной группе $n = \Delta T / T_{\text{сч}}$; число групп за время усреднения $m = T_{\text{уср}} / T$. Общее число импульсов, прошедших на электронный счетчик и цифровой индикатор, равно

$$N = nm = \Delta T / T_{\text{сч}} T_{\text{уср}} / T. \quad (8.8)$$

Подставляя ΔT из (8.6) и $T_{\text{уср}} = kT_{\text{сч}}$ в (8.8), получаем

$$N = kT_{\text{сч}} T \varphi^\circ / T T_{\text{сч}} 360 = \varphi^\circ k / 360,$$

откуда искомое значение фазового сдвига $\varphi^\circ = 360/k = aN$.

Коэффициент a устанавливается выбором одной из фиксированных частот генератора счетных импульсов, наиболее соответствующих частоте измеряемых сигналов, а коэффициент деления выбирается кратным 360. Результат измерения считывается непосредственно в градусах.

8.7. ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

Для расширения диапазона частот, в котором можно измерять фазовый сдвиг, прибегают к преобразованию частоты измеряемых сигналов, в результате которого получают два сигнала более низкой частоты с прежним фазовым сдвигом между ними. Преобразование осуществляется гетеродинным методом. В измерительное устройство (рис. 8.7) входят два идентичных канала, состоящие из

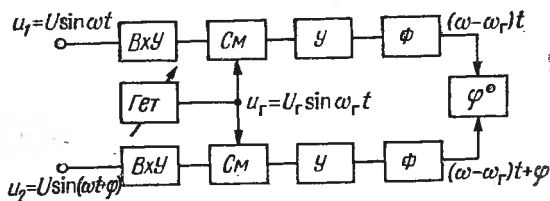


Рис. 8.7. Структурная схема измерения фазового сдвига с преобразованием частоты

входных устройств $ВхУ$, смесителей $СМ$, усилителей $У$ и фильтров нижних частот $Ф$; гетеродина с плавной настройкой $Гет$ и фазометр низкой частоты, φ° . Напряжение гетеродина подводится к обоим смесителям в одинаковой фазе, для чего электрическая длина цепей, связывающих выход гетеродина с входами смесителей, должна быть одинакова.

Для повышения точности измерений малых фазовых сдвигов прибегают к умножению частоты. Для этого измеряемые сигналы $u_1 = U_1 \sin \omega t$ и $u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi)$ подают на два одинаковых умножителя частоты, коэффициенты умножения которых равны n . Сигналы на выходах умножителей приобретают вид $u_1 = U_1 \sin n\omega t$ и $u_2 = U_2 \sin(n\omega t + n\varphi)$. Фазовый сдвиг между сигналами возрос в n раз; абсолютная погрешность измерения уменьшится в n раз. Применяя умножение частоты при измерении малых фазовых сдвигов, можно уменьшить абсолютную погрешность измерения до десятых долей градуса.

8.8. ПОНЯТИЕ ОБ ИЗМЕРЕНИИ ГРУППОВОГО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ

Многочастотный широкополосный сигнал, проходя по четырехполоснику, искажается, т. е. его форма на выходе не совпадает с формой на входе. Это искажение возникает вследствие того, что различные частотные составляющие запаздывают на разное время. Такие искажения присущи телевизионным сигналам, прошедшим по линии передачи.

Для характеристики четырехполосников введено понятие «групповое время запаздывания»:

$$t_{г.в.з} = \Delta\varphi / \Delta\omega, \quad (8.9)$$

где $\Delta\varphi$ — изменение фазового сдвига на выходе четырехполосника при изменении частоты на $\Delta\omega$.

Четырехполосник не вносит искажений, если групповое время запаздывания сохраняется постоянным во всем диапазоне рабочих частот.

Значение $t_{г.в.з}$ легко определить по фазовой характеристике четырехполосника, т. е. по кривой зависимости фазового сдвига от частоты. Сняв такую кривую (рис. 8.8), можно вычислить и по-

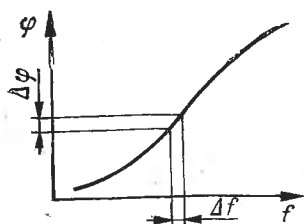


Рис. 8.8. Фазовая характеристика четырехполосника

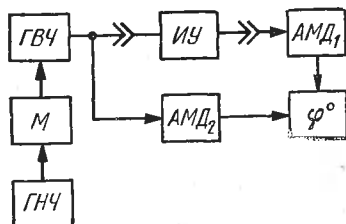


Рис. 8.9. Структурная схема измерения группового времени запаздывания

строить кривую зависимости группового времени запаздывания от частоты. Такой способ определения $t_{г.в.з}$ прост, но требует много времени и не обеспечивает нужной точности. Наиболее распро-

страненным методом измерения группового времени запаздывания является метод Найквиста, заключающийся в сравнении фазового сдвига огибающих модулированного по амплитуде сигнала на входе и выходе испытуемого четырехполюсника.

На рис. 8.9 приведена упрощенная схема измерительного прибора, построенного на принципе Найквиста. Генератор высокой частоты *ГВЧ* вырабатывает сигнал, который модулируется по амплитуде сигналом низкой частоты, получаемым от генератора *ГНЧ*. Модулированный сигнал одновременно поступает на испытуемое устройство *ИУ* и далее на амплитудный детектор *АМД*₁ и непосредственно на второй детектор *АМД*₂. Огибающие с выходов обоих детекторов подаются на входы фазометра φ° , с помощью которого измеряется фазовый сдвиг между ними. Этот фазовый сдвиг согласно (8.9) можно записать в следующем виде: $\varphi = 2\pi F t_{\text{г.в.з}}$, откуда $t_{\text{г.в.з}} = \varphi / 2\pi F$.

Частота модулирующего сигнала выбирается низкой, например $F = 0,01\text{f}$; коэффициент модуляции $M = 20 \div 30\%$. Поскольку частота модуляции постоянна, шкалу фазометра φ° градуируют в единицах $t_{\text{г.в.з}}$.

Для автоматического измерения группового времени запаздывания генератор высокой частоты выполняют с качающейся частотой. Указатель фазометра устанавливают на нулевую отметку на центральной частоте генератора высокой частоты, а при ее качании показания фазометра соответствуют значению $t_{\text{г.в.з}}$.

8.9. ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

Фазовращатель включают в электрическую цепь для внесения в нее фазового сдвига, значение которого известно. Фазовращатели выполняются с плавной или скачкообразной регулировкой. Они снабжаются шкалами, градуированными в градусах. Конструкция фазовращателя определяется диапазоном частот, для которого он предназначен.

В качестве ступенчатого фазовращателя можно использовать электрическую линию задержки, нагруженную на согласованную нагрузку и снабженную переключателем числа включенных звеньев.

Фазовый сдвиг выходного сигнала $\varphi = n\omega \sqrt{L_1 C_1}$, где L_1 и C_1 — индуктивность и емкость одного звена линии; n — число звеньев, включенных в цепь; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота сигнала, распространяющегося вдоль линии.

Следует иметь в виду, что фазовый сдвиг определяется частотой f и поэтому градуировка линии справедлива лишь для одной частоты. Однако зависимость фазового сдвига от частоты линейна, и поэтому шкалой значений φ° можно пользоваться и на других, известных частотах. Диапазон рабочих частот фазовращателей на линиях задержки ограничивается сверху несколькими мегагерца-

ми; на более высоких частотах проявляются собственные емкости катушек индуктивности, приводящие к появлению дополнительных погрешностей. Ограничение частоты снизу определяется малыми фазовыми сдвигами на низких частотах и необходимостью применения большого числа звеньев линии задержки. Выходное напряжение фазовращателя несколько меняется при изменении числа включенных звеньев, так как реальная линия вносит некоторые потери.

Рассмотрим несколько конструкций и схем фазовращателей с плавным изменением вносимого фазового сдвига.

Низкочастотный фазовращатель (рис. 8.10а) представляет собой устройство, состоящее из двух входных резисторов, R_1 и R_2 , с равными сопротивлениями, на которые подается входное напряжение

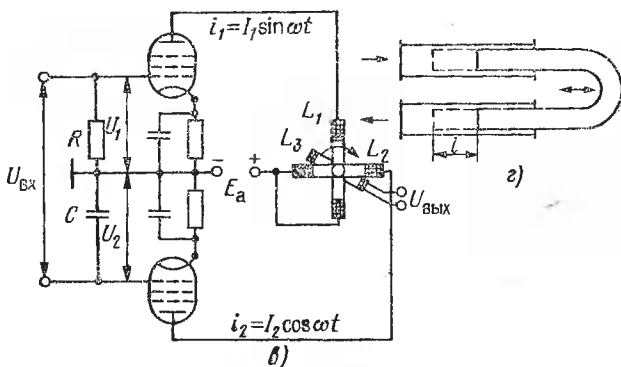
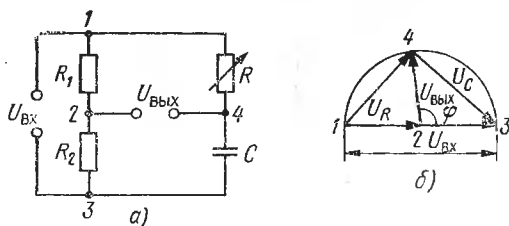


Рис. 8.10. Фазовращатели:

а), б) низкочастотный и его векторная диаграмма; в) индуктивный; г) волноводный

ние $U_{вх}$, отложенное на векторной диаграмме по линии 1—2—3 (рис. 8.10б). Параллельно резисторам R_1 и R_2 включены последовательно соединенные конденсатор переменной емкости C и резистор с переменным сопротивлением R . Напряжения на этих элементах сдвинуты относительно друг друга на 90° , а сумма их равна входному напряжению. На векторной диаграмме эти напряжения изображены векторами 1—4 и 4—3. Выходное напряжение

фазовращателя снимается с точек 2—4; его значение постоянное и равно $U_{вх}/2$. Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями изменяется от 0 до 180° при регулировании сопротивления резистора R от 0 до ∞ . Фазовый сдвиг можно также менять путем изменения емкости конденсатора. Сопротивление нагрузки, включаемое между точками 2—4, должно быть возможно большим. Это легко осуществляется, если каскад, нагружающий фазовращатель, представляет собой эмиттерный или истоковый повторитель. Фазовращатель градуируется по образцовому фазовращателю на определенной частоте. Точность установки внесенного фазового сдвига неравномерна по шкале, и погрешность возрастает в начале и конце шкалы.

К высокочастотным фазовращателям относятся индуктивные и емкостные фазовращатели с плавным изменением фазового сдвига. Индуктивный фазовращатель состоит из фазорасщепителя на 90° входного напряжения и двух усилительных идентичных каскадов, анодные токи которых поступают на две неподвижные катушки гониометра, L_1 и L_2 . Неподвижные катушки расположены перпендикулярно друг другу и питаются токами, сдвинутыми по фазе на 90° . В результате в пространстве внутри катушек возникает вращающееся магнитное поле. В этом поле помещена подвижная катушка L_3 , в которой индуцируется ЭДС; фазовый сдвиг этой ЭДС является функцией угла поворота катушки L_3 относительно неподвижных катушек L_1 и L_2 (рис. 8.10в).

Напряжение на выходе фазовращателя остается постоянным; фазовый сдвиг может изменяться в пределах $0—360^\circ$. Диапазон частот, в котором применяются индуктивные фазовращатели, 500 Гц—2 МГц. Однако каждый отдельный фазовращатель работает в узком диапазоне частот, так как выходное напряжение зависит от частоты. Шкала гониометра равномерная. Погрешность установки фазового сдвига при высокоточном механизме вращения катушки не превышает долей градуса.

В диапазоне сверхвысоких частот наиболее простым фазовращателем является удлинитель (рис. 8.10г), создающий фазовый сдвиг в цепи за счет изменения длины электрического тракта. Например, волноводный фазовращатель-удлинитель создает фазовый сдвиг, пропорциональный удвоенному перемещению U -образной подвижной части: $\varphi^\circ = 360 \cdot 2l/\lambda_v$, где λ_v — длина волны в волноводе.

Основные характеристики некоторых фазометров и измерителей группового времени запаздывания приведены в табл. 8.1.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Расскажите, как выполняется измерение фазового сдвига осциллографическим методом, способом линейной развертки.
2. В чем заключается преимущество компенсационного метода?
3. Расскажите, как работает фазометр с преобразованием фазового сдвига в импульсы тока.

Таблица 8.1

Основные характеристики	Ф2-1	Ф2-4	Ф2-13	ФК2-12	Ф4-3	Ф4-5
Диапазон частот, Гц — МГц	20—0,1	20—10	20—1	$1 \cdot 10^6$ —1000	$2 \cdot 10^5$ —20	$1 \cdot 10^5$ —100
Пределы измерения:						
фазового сдвига, град.	0 ± 160	0 ± 180	0 ± 180	0 ± 180	—	—
группового времени запаздывания, мкс	—	—	—	—	0,03—7,5	$6 \cdot 10^{-3}$ —17
Погрешность измерения, %	$\pm 0,01$	—	0,015—0,02	—	0,025	0,02—0,05
град.	1—4	0,7—1,5	—	$\pm 2,5$	—	—
Входное сопротивление, Ом	$2 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^6$	$8 \cdot 10^4$	—	50
Входная емкость, пФ	25	15	15	3	—	—
Индикатор	Стрелочный	Цифровой		Стрелочный		
Потребляемая мощность, В·А	70	600	55	45	200	200
Масса, кг	10	50 ± 35	15	17,5	77	70

ный метод, при котором на вход подаются одновременно два или три гармонических сигнала. Имеется способ реализации комбинационного метода при подаче дискретного сигнала и сплошного спектра.

9.2. ГАРМОНИЧЕСКИЙ МЕТОД

Нелинейные искажения численно характеризуются коэффициентом гармоник, который равен отношению среднеквадратического (действующего) значения напряжения всех высших гармонических составляющих сигнала к такому же значению напряжения первой гармоники:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} / U_1. \quad (9.1)$$

Из приведенного выражения видно, что для вычисления значения K_{Γ} нужно знать значения напряжения каждой гармоники отдельно. Напряжения гармоник измеряют с помощью *анализатора гармоник* (анализатора спектра) или селективного (избирательно-го) вольтметра. Эти приборы позволяют последовательно выделять и измерять напряжение и частоту гармонических составляющих искаженного сигнала.

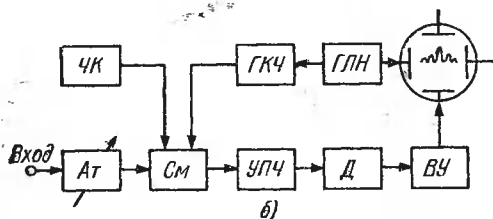
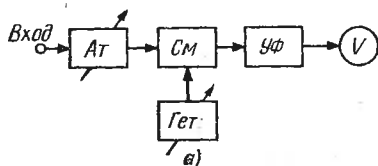


Рис. 9.2. Упрощенные структурные схемы:
а) анализатора гармоник; б) анализатора спектра

На низких частотах возможно выделение гармоник с помощью избирательного усилителя, работающего в необходимом диапазоне частот, но чаще и на низких и на высоких частотах прибегают к гетеродинному преобразованию частоты (рис. 9.2а). Входной сигнал через аттенюатор $Ат$ поступает на один вход смесителя $См$, а напряжение от гетеродина $Гет$ — на второй. Частоту гетеродина плавно изменяют, она смешивается последовательно с основной частотой исследуемого сигнала f , его гармониками $2f$, $3f$ и т. д., и на выходе узкополосного фильтра $УФ$ будет возникать напряжение всякий раз, когда выполняется условие

$$f_{\Gamma} - nf = f_{\Phi}, \quad (9.2)$$

где $n=1, 2, 3, \dots$ — номера гармоник; f_{Φ} — частота пропускания фильтра.

Из (9.2) следует, что частота настройки гетеродина

$$f_{\Gamma} = f_{\Phi} + nf,$$

но шкала гетеродина градуируется в значениях разности частот

$f_r - f_\phi$, т. е. по шкале получают значение частоты гармоник. Например, исследуется искаженный сигнал с основной частотой $f = 1$ кГц; фиксированная частота настройки усилителя $f_\phi = 50$ кГц. Напряжение, поступающее с выхода усилителя на электронный вольтметр, будет возникать при настройке гетеродина на 51 кГц — отсчет по шкале 1 кГц; при настройке на 52 кГц — отсчет по шкале 2 кГц (вторая гармоника сигнала) и т. д.

Для повышения разрешающей способности анализатора прибегают к двойному и даже тройному преобразованию частоты. Узкополосный фильтр выполняется обычно с двумя полосами: «широкой» и «узкой». Узкая полоса реализуется фильтрами с кварцевыми резонаторами.

Напряжение гетеродина при его перестройке не изменяется, и потому выходное напряжение, поступающее на электронный вольтметр, пропорционально амплитуде соответствующей гармоник сигнала. Можно измерять абсолютные значения напряжения каждой гармоник или относительные — высших гармоник к первой.

Для убыстрения исследования нелинейности сигнала применяются *панорамные анализаторы спектра*, с помощью которых спектр сигнала можно наблюдать на экране электроннолучевой трубки. Одна из основных схем панорамного анализатора спектра приведена на рис. 9.26. Исследуемый сигнал через аттенюатор A_t поступает на смеситель $С_m$, где смешивается с сигналами генератора качающейся частоты $ГКЧ$ и частотного калибратора $ЧК$. Получающиеся комбинационные частоты после усилителя поступают на детектор D , видеоусилитель $ВУ$ и вертикально отклоняющие пластины электроннолучевой трубки.

Генератор линейного напряжения $ГЛН$ вырабатывает пилообразное напряжение, модулирующее частоту генератора качающейся частоты, и одновременно отклоняет электронный луч трубки по горизонтали. Таким образом, перемещение луча совпадает с изменением частоты, и горизонтальная ось осциллограммы является осью частоты.

Усилитель промежуточной частоты $УПЧ$ пропускает узкую полосу частот. В момент совпадения комбинационных частот с частотой настройки $УПЧ$ на выходе последнего появляется напряжение, пропорциональное амплитуде соответствующей гармоник исследуемого сигнала. Непрерывное качание частоты гетеродина позволяет получить картину спектра составляющих сигнала. С помощью калибратора создаются на экране метки, позволяющие определить частоту каждой составляющей.

Для быстрого измерения нелинейных искажений широко применяется способ подавления первой гармоник, на основе которого созданы *измерители нелинейных искажений*. Искажения определяются отношением среднеквадратического значения напряжения всех высших составляющих (гармоник) сигнала к напряжению всего сигнала, включая первую гармонику:

$$K_H = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} / \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}. \quad (9.3)$$

Сравнивая выражения (9.1) и (9.3), можно убедиться, что при малых нелинейных искажениях (меньших 15%) значения K_T и K_N почти не отличаются друг от друга; при больших нелинейных искажениях полученное значение K_N нужно преобразовать в K_T по формуле $K_T = K_N / \sqrt{1 - K_N^2}$.

Для подавления напряжения первой гармоники применяются в основном режекторные фильтры и режекторные усилители с избирательными цепями в виде моста Вина (рис. 9.3а). Коэффициент передачи моста Вина равен нулю при выполнении условий

$$f_0 = 1/2\pi RC \text{ и } R_1 = 2R_2. \quad (9.4)$$

Настраивая плавно конденсаторами переменной емкости C и скачкообразно переключением сопротивлений резисторов R мост Вина, получаем подавление напряжения основной частоты f_0 в со-

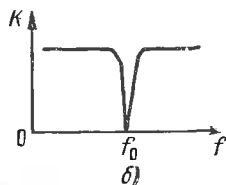
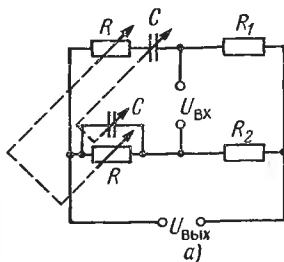


Рис. 9.3. Мост Вина: а) схема; б) график зависимости коэффициента передачи от частоты

ответствии с (9.4) в рабочем диапазоне частот прибора, а напряжения высших гармонических проходят без ослабления (рис. 9.3б).

Упрощенная схема измерителя нелинейных искажений приведена на рис. 9.4. Входное устройство ВхУ предназначено для согласования входного сопротивления прибора с выходным сопротивле-

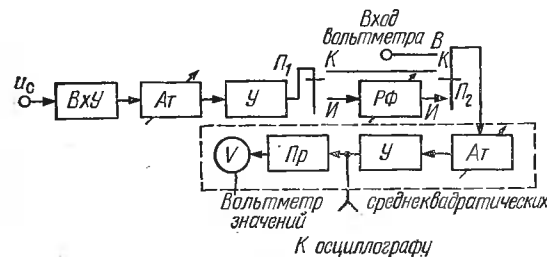


Рис. 9.4. Структурная схема измерителя нелинейных искажений

нием источника исследуемого сигнала. С помощью входного аттенюатора Ат устанавливается необходимое для нормальной работы дальнейших узлов напряжение сигнала. Широкополосный усилитель У обеспечивает усиление слабых сигналов и большое входное сопротивление прибора. Это трехкаскадный усилитель с полосой частот от нижней рабочей до пятикратной верхней, на которой нужно измерять нелинейные искажения. Частотная, фазовая и амплитудная характеристики усилителя в этой полосе частот ли-

нейны; уровень собственных шумов и нелинейных искажений усилителя пренебрежимо мал. Такие высокие качественные показатели достигаются применением глубокой отрицательной обратной связи.

С помощью режекторных фильтров $P\Phi$ или режекторного усилителя подавляется напряжение основной частоты, а напряжения высших гармоник поступают на вольтметр среднеквадратических значений. Вольтметр состоит из аттенюатора, широкополосного усилителя, преобразователя среднеквадратических значений и магнитоэлектрического индикатора, градуированного в децибелах, вольтах и процентах. Аттенюатором регулируется чувствительность вольтметра; усилитель предназначен для согласования сопротивления аттенюатора с входом преобразователя $Пр$. Последний выполняется либо на диодной цепочке (см. рис. 1.176), либо оптронного типа (см. рис. 1.172), он обеспечивает среднеквадратические показания индикатора.

Методика измерения нелинейных искажений следующая. Вначале прибор необходимо откалибровать. Для этого переключатели Π_1 и Π_2 устанавливаются в положение K , и напряжение сигнала мимо избирательных цепей поступает непосредственно на вольтметр. Регулировкой ослабления входного аттенюатора при минимальной чувствительности вольтметра, т. е. при полностью введенном ослаблении аттенюатора вольтметра, устанавливают напряжение сигнала на полное отклонение стрелки индикатора. Это напряжение принимается за 100%, его значение соответствует знаменателю в (9.3).

Затем переключатели Π_1 и Π_2 устанавливают в положение I , при этом избирательные цепи включаются, и, настраивая их на частоту сигнала, добиваются полного подавления напряжения основной частоты, о чем можно судить по минимально возможному показанию вольтметра. Чувствительность последнего нужно увеличивать путем уменьшения ослабления аттенюатора вольтметра. Полученное минимальное значение напряжения соответствует числителю выражения (9.3), т. е. напряжению всех высших гармоник. Если шкала индикатора градуирована в вольтах, то отношение показания при измерении к показанию при калибровке, умноженное на 100, дает значение коэффициента гармоник в процентах; если шкала градуирована в процентах, то второе показание непосредственно равно коэффициенту гармоник; если шкала градуирована в децибелах, то напряжение при калибровке нужно выставить на отметку 0 дБ, а полученное показание при измерении даст значение искажений в децибелах (с отрицательным знаком). В процессе измерения полезно наблюдать форму сигнала и высших гармоник на осциллографе, который подключается к предусмотренному для этой цели гнезду на панели прибора.

Измеритель нелинейных искажений можно использовать как вольтметр среднеквадратических значений. В этом случае измеряемое напряжение подключают на гнездо *Вход вольтметра*, переключатель Π_2 устанавливают в положение B .

Таблица 9.1

Основные характеристики анализаторов спектра	C4-34	C4-25	Основные характеристики измерителей K_H	C6-1A	C6-5
Диапазон частот, кГц	$20 \cdot 10^{-3} - 200$	$20 - 50 \cdot 10^3$	Измерение K_r : Диапазон частот, Гц — кГц	20—20	20—200
Полоса обзора, кГц	0,2; 1; 4; 20; 200	$0 - 50 \cdot 10^3$	Пределы, В	0,1—100	0,03—100
Полоса пропускания, Гц	5; 30; 150; 3000	$3 - 50$ и $300 \cdot 10^3$	Погрешность, %	± 5	± 5
Чувствительность, мкВ	30	150	Входное сопротивление, Ом	150; 600; $5 \cdot 10^3$; $1 \cdot 10^6$; $100 \cdot 10^3$	$100 \cdot 10^3$; 600
Погрешность измерения амплитуд, дБ	0,5—2	1—1,5	Измерение U : Пределы, В	$1 \cdot 10^{-3} - 100$	$0,3 \cdot 10^{-3} - 100$
Входное, сопротивление кОм	50	20	Диапазон частот, Гц — кГц	20—100	$20 - 1 \cdot 10^3$
Емкость, пФ	100	50	Погрешность, %	± 4	± 4
Время анализа, с	13—19	0,02—2	Потребляемая мощность, В·А	100	40
Потребляемая мощность, В·А	180	150	Масса, кг	22	— 14
Масса, кг	49	35			

Нелинейные искажения измеряются в пределах от сотых долей процента до 100%. Погрешность измерения, гарантированная заводом для данного прибора, составляет 4—6%. Однако она может оказаться значительно большей при неточной настройке режекторных фильтров на подавляемую частоту. Для уменьшения этой дополнительной погрешности предусматривается двойная настройка — сначала «грубо», затем «точно». В табл. 9.1 приведены основные данные о некоторых приборах, предназначенных для измерения нелинейных искажений.

9.3. КОМБИНАЦИОННЫЙ МЕТОД

На вход испытываемого устройства ИУ, например усилителя низкой частоты, подключают через трансформатор T_p два источника сигналов (рис. 9.5) с частотами f_1 и f_2 . В зависимости от отношения этих частот друг к другу на вы-

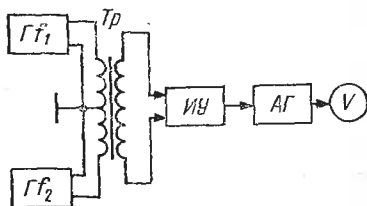


Рис. 9.5. Структурная схема измерения нелинейных искажений комбинационным методом

ходе усилителя получаются различные по спектру продукты нелинейности. При сравнительной близости частот ими являются основные частоты, их гармоники и комбинационные частоты вида $nf_1 \pm mf_2$. На рис. 9.6а приведен пример выходного спектра при частотах сигналов 9200 и 9500 Гц в области низких частот, поэтому продукт нелинейности представляет собой только разность этих частот 300 Гц. При большом различии частот, например $f_1 = 50$ Гц, $f_2 = 1000$ Гц, продукты нелинейности имеют вид боковых полос амплитудномодулированного колебания и группируются вокруг более высокой частоты (рис. 9.6б). Такой спектр выходных частот определяет влияние низкочастотных составляю-

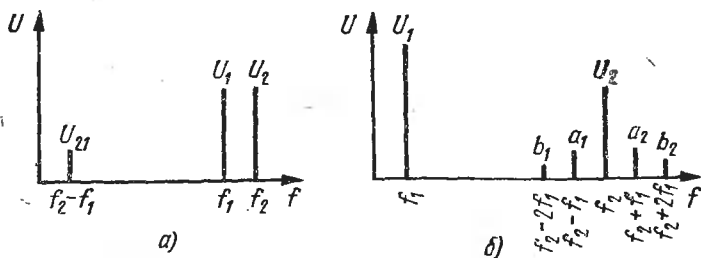


Рис. 9.6. Комбинационные частоты:
а), б) при далеких и близких частотах

щих сложного сигнала на высокочастотные, т. е. характеризует нелинейность усилителя в нижней части диапазона. Измерив с помощью анализатора гармоник АГ или анализатора спектра напряже-

ния U_2 , a_1 , a_2 , b_1 и b_2 , определяют значение комбинационных искажений в верхней части спектра:

$$K_{\text{к.в}} = \sqrt{(a_1 + a_2)^2 + (b_1 + b_2)^2} / U_2. \quad (9.5)$$

Спектр, представленный на рис. 9.6а, определяет влияние высокочастотных составляющих сложного сигнала на низкочастотные, т. е. характеризует нелинейность усилителя в верхней части диапазона рабочих частот. Комбинационные искажения в нижней части спектра в этом случае вычисляются по формуле

$$K_{\text{к.н}} = U_{21} / (U_1 + U_2). \quad (9.6)$$

Коэффициенты, характеризующие нелинейность измеряемого устройства, полученные различными методами и вычисленные по (9.1), (9.5) и (9.6), несопоставимы друг с другом и со слуховым восприятием искажений.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем причина появления нелинейных искажений в выходном сигнале какого-либо устройства?
2. Как численно характеризуются нелинейные искажения?
3. Какова структурная схема измерителя нелинейных искажений?
4. Какова структурная схема анализатора спектра?
5. Расскажите методику измерения коэффициента гармоник с помощью измерителя нелинейных искажений.
6. В чем заключается причина дополнительной погрешности при измерении коэффициента гармоник методом подавления напряжения основной частоты?

ГЛАВА 10

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

10.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В технике связи и вещания применяется амплитудная, частотная, фазовая и импульсная модуляции. При амплитудной, частотной и фазовой модуляциях амплитуда, частота или фаза напряжения (тока) высокой частоты изменяется по закону изменения низкой (модулирующей) частоты. Напряжение высокой частоты называют *переносчиком* сообщения, а частоту переносчика — *несущей частотой*; напряжение низкой частоты называют *сообщением*.

Амплитудномодулированные сигналы характеризуются коэффициентом модуляции, а частотномодулированные сигналы — индексом частотной модуляции. Независимо от вида модуляции модулированные сигналы можно характеризовать *глубиной модуляции*, которая равна отношению данного коэффициента или индекса к максимально возможному, принимаемому за 100%-ную модуляцию.

Импульсномодулированные сигналы в основном характеризуются формой демодулированных видеопульсов.

10.2. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНОМОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Сигнал, модулированный по амплитуде одним гармоническим напряжением (сообщением),

$$u = U_m (1 + M \sin \Omega t) \sin \omega t, \quad (10.1)$$

где U_m — амплитуда переносчика при отсутствии модуляции; $\omega = 2\pi f$; f — несущая частота; $\Omega = 2\pi F$; F — частота сообщения (модулирующая частота); M — коэффициент модуляции.

График модулированного сигнала, соответствующий выражению (10.1), представлен на рис. 10.1.

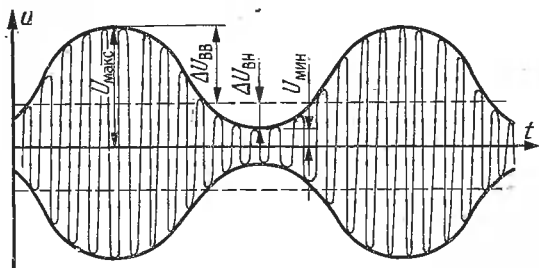


Рис. 10.1. Сигнал, модулированный по амплитуде

Параметром, характеризующим амплитудно-модулированный сигнал, является коэффициент модуляции M , численно равный отношению изменения амплитуды ΔU переносчика при модуляции к ее значению без модуляции:

$$M = \Delta U / U_m. \quad (10.2)$$

Коэффициент модуляции может принимать значения 0—1 или в процентах — 0—100%. При $M > 1$ начинается перемодуляция, приводящая к искажениям сигнала. Очевидно, что при амплитудной модуляции коэффициент и глубина модуляции совпадают.

Изменение амплитуды переносчика вверх и вниз может быть одинаковым, тогда модуляция называется *симметричной*; если же изменение вверх не равно изменению вниз — *несимметричной*.

При симметричной модуляции выражение (10.2) можно переписать так:

$$M = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2} \cdot \frac{2}{U_{\max} + U_{\min}} = (U_{\max} - U_{\min}) / (U_{\max} + U_{\min}). \quad (10.3)$$

При несимметричной модуляции необходимо определять отдельно коэффициент модуляции вверх и вниз по формулам

$$M_{\text{вв}} = \Delta U_{\text{вв}} / U_m \text{ и } M_{\text{вн}} = \Delta U_{\text{вн}} / U_m. \quad (10.4)$$

Коэффициент модуляции можно измерять осциллографическим методом и методом двойного детектирования.

Осциллографический метод реализуется при линейной и синусоидальной развертках. При линейной развертке на вход Y осциллографа подают высокочастотный модулированный сигнал. Частоту генератора развертки устанавливают в 2—3 раза ниже модулирующей частоты и на экране осциллографа получают осциллограмму, изображающую модулированный сигнал (рис. 10.2а). С помощью масштабной сетки измеряют максимальное от-

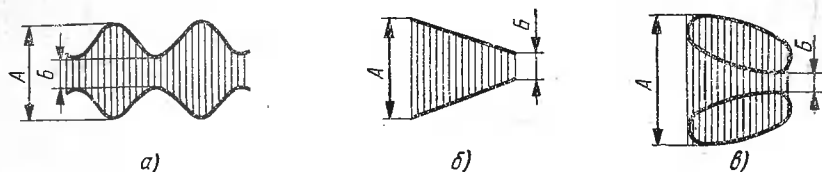


Рис. 10.2. К измерению коэффициента модуляции осциллографическим методом при развертке:

а) линейной; б) синусоидальной

клонение луча $A = 2U_{\text{макс}}$ и минимальное $B = 2U_{\text{мин}}$; по (10.3) вычисляют коэффициент модуляции:

$$M = (A - B) / (A + B). \quad (10.5)$$

При синусоидальной развертке на вход Y подают высокочастотный модулированный сигнал, а на вход X — модулирующее напряжение. Генератор развертки осциллографа выключают. На экране осциллографа появляется осциллограмма в виде светящейся плоскости трапецидальной формы (рис. 10.2б). Размеры A и B соответствуют $2U_{\text{макс}}$ и $2U_{\text{мин}}$, поэтому коэффициент модуляции вычисляют по (10.5).

Наклонные прямые, ограничивающие плоскую фигуру на осциллограмме, являются фигурами Лиссажу, образовавшимися за счет взаимодействия напряжений огибающей модулированного сигнала и модулирующего при отсутствии фазового сдвига между ними. Если фазовый сдвиг имеется, то фигура приобретает вид, представленный на рис. 10.2в; вместо наклонных прямых фигуру ограничивают эллипсы. Коэффициент модуляции и в этом случае вычисляют по (10.5), только размеры A и B определяют по касательным к точкам максимальных отклонений луча.

Способ синусоидальной развертки часто называют *способом трапеции* — по виду фигуры 10.2б.

Осциллографический метод прост и нагляден, не требует никаких дополнительных средств измерения. Пределы измерения коэффициента модуляции составляют 0—100%; хорошо наблюдается перемодуляция. Несущая частота ограничивается полосой пропускания осциллографа. Недостатками метода являются значительная погрешность, достигающая 10%, и невозможность измерения в процессе передачи.

Метод двойного детектирования позволяет измерять коэффициент модуляции при радиопередаче, в рабочих ус-

ловиях. Сущность его заключается в том, что модулированный сигнал, частота которого преобразована в промежуточную, поступает на линейный детектор $\mathcal{D}$, на выходе которого выделяются огибающая модулированного сигнала и постоянная составляющая, соответствующая среднему значению модулированного сигнала, т. е. напряжению несущей частоты (рис. 10.3а). Переменное

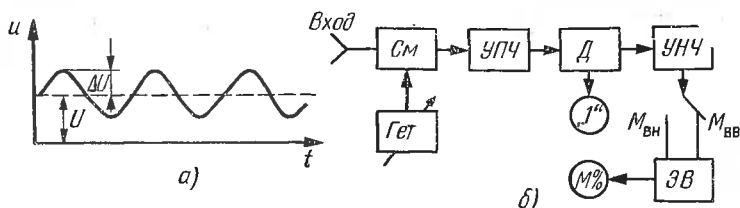


Рис. 10.3. К измерению коэффициента модуляции методом двойного детектирования:

а) огибающая сигнала после детектирования несущей частоты; б) упрощенная структурная схема измерителя коэффициента модуляции

напряжение низкой частоты с амплитудой ΔU после усиления $\mathcal{УНЧ}$ поступает на вход пикового электронного вольтметра $\mathcal{ЭВ}$ с закрытым входом. Постоянная составляющая U измеряется магнитоэлектрическим индикатором, а переменная — $\mathcal{ЭВ}$. В соответствии с (10.2) можно определить коэффициент модуляции по этим показаниям. Для удобства измерения значение постоянной составляющей устанавливается на постоянную условную 1, тогда шкалу $\mathcal{ЭВ}$ вольтметра можно градуировать непосредственно в $\text{М}\%$ (рис. 10.3б).

В процессе реальной передачи коэффициент модуляции непрерывно изменяется, и индикатор $\mathcal{ЭВ}$ не может обеспечить наблюдение коэффициента модуляции в любой момент времени. Для возможности контроля значения M индикатор $\mathcal{ЭВ}$ снабжается цепями с малой постоянной времени для увеличения показания и с большой — для уменьшения: например, 100 мкс и 2 с.

Измерительные приборы, построенные по методу двойного детектирования, называются *модулометры*. Для измерения несимметричной модуляции в них предусматривается переключение входа пикового детектора для измерения коэффициента модуляции вниз (диод включается так, что на его катод поступает положительный потенциал, а на анод — отрицательный) и вверх (на электроды диода напряжение поступает в противоположных полярностях). При измерении $M_{\text{ВВ}}$ детектируется пиковым детектором положительная часть огибающей, при измерении $M_{\text{ВН}}$ — отрицательная.

Промышленностью выпускается несколько типов модулометров, как отдельных, так и в комбинации с другими измерительными приборами, позволяющими измерять качественные показатели передающих устройств. Основные характеристики некоторых из них приведены в табл. 10.1.

Основные характеристики	С2-11	С2-12	С3-4	СКЗ-26
Диапазон частот, МГц	$15 \cdot 10^{-3} - 500$	$150 \cdot 10^{-3} - 30$	20—250	10—500
Чувствительность, В	$10 \cdot 10^{-3} - 10$	1—30	$30 \cdot 10^{-3}$	$(30-100) \times 10^{-3}$
Модулирующие частоты, Гц — кГц	30—50	30—15	50—10	50—20
Пределы измерения M , %	10—100	10—100	—	0—100
Погрешность измерения M , %	$0,02M + 3$	3	—	$0,05M + 0,5$
Пределы измерения девиации, кГц	—	—	1—75	0—150
Погрешность измерения девиации, %	—	—	6	5
Масса, кг	4,5	—	35	15

10.3. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЧАСТОТНОМОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Сигнал, модулированный по частоте одним гармоническим сообщением с частотой F ,

$$u = U_m \sin(\omega_0 t + m_f \sin \Omega t), \quad (10.6)$$

где U_m — амплитуда переносчика; $\omega_0 = 2\pi f_0$; f_0 — среднее значение несущей частоты; $\Omega = 2\pi F$;

$$m_f = \omega_{\text{дмакс}} / \Omega = f_{\text{дмакс}} / F; \quad (10.7)$$

m_f — индекс частотной модуляции; $f_{\text{дмакс}}$ — максимальная девиация частоты.

Девиация частоты f_d при модуляции зависит от амплитуды модулирующего сообщения U_F :

$$f_d = a U_F. \quad (10.8)$$

Мгновенное значение частоты частотномодулированного сигнала $f = f_0 \pm f_d$.

Параметрами частотномодулированного сигнала являются индекс частотной модуляции m_f и девиация частоты f_d . Практически в условиях эксплуатации преимущественно измеряется девиация частоты f_d . Значение индекса частотной модуляции определяется по (10.7). Для иллюстрации на рис. 10.4 приведены кривые

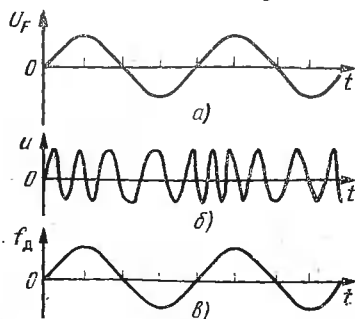


Рис. 10.4. Частотная модуляция:

а) модулирующий сигнал; б) сигнал, модулированный по частоте; в) девиация частоты

модулирующего U_F , модулированного u напряжений и девиации частоты f_d .

Девиация частоты измеряется методом частотного детектора, сущность которого состоит в том, что частотномодулированный сигнал преобразуется сначала в амплитудномодулированный, а затем детектируется. В результате получается напряжение, пропорциональное напряжению модулирующей частоты (сообщению), которое измеряется пиковым электронным вольтметром со шкалой, проградуированной в единицах девиации частоты — килогерцах. Частотномодулированный сигнал преобразуется в напряжение низкой частоты с помощью частотного детектора, одна из возможных схем которого представлена на рис. 10.5а, а его характеристика и процесс преобразования отклонения частоты в изменение напряжения — на рис. 10.5б.

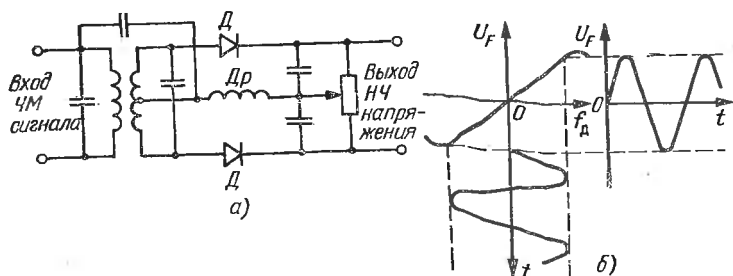


Рис. 10.5. Частотный детектор:

а) принципиальная схема; б) характеристики и графики преобразования девиации частоты в напряжение

Приборы для измерения девиации частоты, построенные по методу частотного детектора, называются *девиометры*. Структурная схема одного из них приведена на рис. 10.6. Частотномодули-

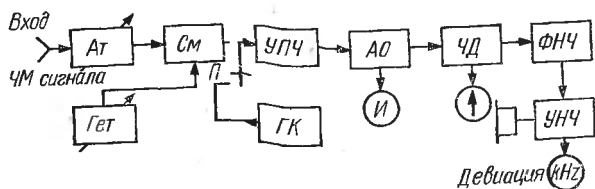


Рис. 10.6. Структурная схема девиометра

рованный сигнал преобразуется в более низкочастотный, усиливается, ограничивается в амплитудном ограничителе АО по амплитуде и в частотном детекторе ЧД превращается в напряжение низкой частоты, значение которого пропорционально девиации частоты. Низкочастотное напряжение проходит через фильтр нижних частот ФНЧ, усиливается и измеряется. Правильность работы частотного детектора и всей измерительной части девиометра проверяется с помощью встроенного калибровочного генератора ГК, работающего с частотой, равной промежуточной частоте девиометра. На вход ограничителя должно поступать напряжение, до-

статочное для его нормальной работы. Это напряжение фиксируется индикатором I и устанавливается с помощью входного аттенюатора.

Погрешность измерения девиации частоты зависит от точности настройки частотного детектора на среднее значение частоты модулированного сигнала и от нестабильности его элементов. Она составляет 5—10%.

Промышленность выпускает несколько типов девиометров для измерения качественных показателей ультракоротковолновых вещательных передатчиков, работающих с частотной модуляцией, и передатчиков звукового сопровождения телевидения.

10.4. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСНОМОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

В системах связи и вещания используются радиоимпульсы и видеоимпульсы. Видеоимпульсы представляют собой сообщения, которые модулируют переносчик; высокая частота последнего заполняет видеоимпульсы. На приемном конце линии связи или вещания радиоимпульсы детектируются, в результате чего высокочастотное заполнение устраняется и на выходе приемника получаются огибающие радиоимпульсов — видеоимпульсы. При прохождении радио- и видеоимпульсов по цепям и в процессе распространения по линиям связи возникают искажения формы импульсов, искажения сообщений.

Для оценки качества сигналов и устройств при импульсной модуляции нужно измерять параметры искажений импульсных сигналов. В практике встречаются импульсы различной формы, но наиболее распространены импульсы прямоугольной формы. На рис. 10.7 приводятся радиоимпульс (а), его огибающая (сообщение) (б) и искаженный (реальный) импульс (в), на котором показаны параметры искажений. К ним относятся: длительность фронта — $\tau_{фн}$; длительность среза — $\tau_{сн}$; выброс на вершине —

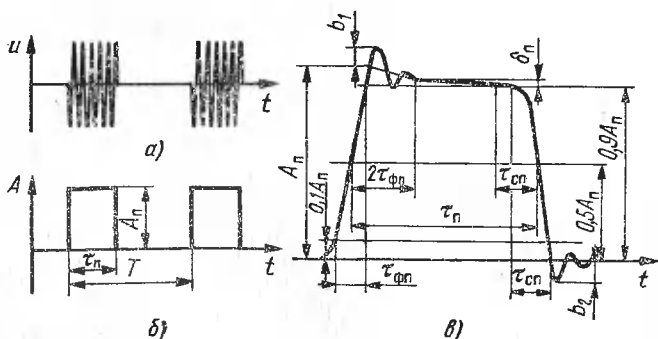


Рис. 10.7. Прямоугольные импульсы:
а) радиоимпульсы; б) видеоимпульсы; в) реальный импульс и параметры искажения его формы

b_1 ; выброс в паузе — b_2 ; неравномерность вершины — δ_n , индекс «п» показывает, что все параметры относятся к прямоугольному импульсу. Основными характеристиками прямоугольного импульса являются: высота (амплитуда) A_n и длительность τ_n . Высота искаженного импульса находится путем продления плоской части вершины до пересечения с фронтом. Длительность импульса определяется интервалом времени, в течение которого импульс превышает половину своей высоты. *Длительностью фронта* называется интервал времени, в течение которого импульс изменяется от 0,1 до 0,9 его высоты. Длительность фронта часто определяется как часть длительности импульса в процентах.

Длительность фронта импульса можно назвать *временем нарастания импульса*. Тогда фронт импульса характеризуют крутизной S_ϕ нарастания, которая для импульса, подвергнувшегося искажениям (рис. 10.7в), вычисляется по формуле

$$S_\phi = 0,8A_n/\tau_{\phi.n.}$$

Для идеального прямоугольного импульса крутизна нарастания равна бесконечности.

Искажения прямоугольного импульса могут принимать такие значения, что он из прямоугольного может превратиться в трапецеидальный, колокольный или даже в экспоненциальный. Для определенности принято считать, что если длительность плоской части вершины превышает 0,7 длительности, то импульс можно считать прямоугольным.

Импульсные напряжения измеряют импульсными вольтметрами, которые градуируются в амплитудных значениях. Форму импульса, т. е. его параметры искажений, измеряют с помощью импульсных осциллографов, работающих в режиме ждущей развертки. При необходимости измерить импульсы тока их следует сначала превратить в импульсы напряжения. Для этого в цепь, по которой проходят импульсы тока, включают последовательно вспомогательный резистор, на котором измеряют падение напряжения. Чтобы режим цепи заметно не изменился, сопротивление вспомогательного резистора должно быть во много раз меньше сопротивления цепи.

Импульсы, используемые в технике связи и вещания, имеют самую разную длительность — от долей наносекунд до единиц секунд. Наиболее удобный метод измерения длительности импульсов и интервалов между ними — метод дискретного счета, т. е. применение электронно-счетных частотомеров в режиме измерения интервалов времени. Этот метод пригоден для импульсов, длительность которых превышает 1 мкс. Для более коротких импульсов следует выполнять измерения с помощью стробоскопического осциллографа.

При отсутствии электронно-счетных (цифровых) частотомеров длительность импульсов и интервалы между ними следует измерять осциллографическим методом с помощью калиброванных меток, вырабатываемых калибратором длительности. Осциллограф

должен работать в режиме ждущей развертки. На вход вертикального отклонения (канал Y) включается исследуемый сигнал; на вход регулировки яркости (канал Z) включается напряжение меток, и «цена» их подбирается такой, чтобы их количество можно было легко посчитать. На рис. 10.8 показан импульс, длительность которого равна 2 мкс, а частота следования составляет 100 кГц; скважность равна 5.

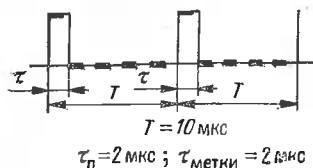


Рис. 10.8. К определению длительности импульса и периода следования

Осциллограмма искаженного импульса с метками для его измерения представлена на рис. 10.9. Нетрудно подсчитать в соответствии с определениями, что его длительность равна 11 мкс, длительность фронта — 4 мкс, а длительность спада — 3 мкс.

Разная линейная длительность меток на экране осциллографа в разных местах осциллограммы объясняется неодинаковой скоростью движения луча при воспроизведении разных участков сигнала, но их временная длительность везде одинакова.

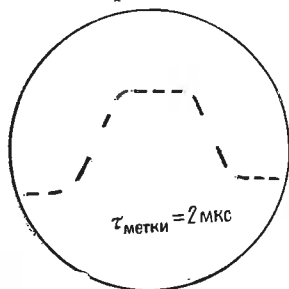


Рис. 10.9. К определению длительности искаженного импульса

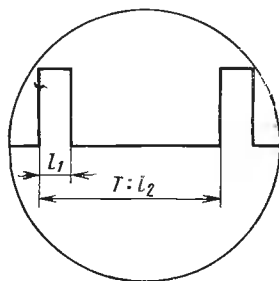


Рис. 10.10. К измерению длительности импульса

В современных осциллографах длительность развертки T_p калибрована, т. е. известна. Это обстоятельство можно использовать для измерения прямоугольных импульсов с малой скважностью, когда на данной длительности развертки осциллограмма состоит из двух соседних импульсов (рис. 10.10). Измерив с помощью масштабной сетки отрезки l_1 и l_2 , вычисляем длительность импульса $\tau_p = (l_1/l_2) T_p$ и частоту следования $F = 1/T_p$.

Промышленностью выпускаются измерители качественных показателей вещательных передатчиков с амплитудной модуляцией, работающих в диапазоне длинных, средних и коротких волн, и для передатчиков, работающих в диапазоне ультракоротких волн с частотной модуляцией, в том числе для передатчиков звукового сопровождения телевидения. Такие измерители конструктивно оформлены в виде цельнометаллических шкафов на колесах, в отсеках которых размещены измерительные генераторы, осциллографы, измерители параметров модуляции и нелинейных искажений.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое коэффициент амплитудной модуляции?
2. Как измеряется M , %, осциллографическим методом при синусоидальной развертке?
3. В чем состоит процесс измерения M , %, методом двойного детектирования?
4. От чего зависит девиация частоты при частотной модуляции?
5. Какая связь существует между индексом частотной модуляции m_f и девиацией частоты f_d ?
6. Начертите структурную схему девиометра и расскажите, как он работает. Почему шкалу индикатора пикового вольтметра можно градуировать в единицах девиации частоты — килогерцах?
7. Каким способом можно измерить длительность прямоугольного импульса?

ГЛАВА II

ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ И РАДИОПОМЕХ

11.1. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Интенсивность электромагнитного поля необходимо измерять для определения дальности действия радиостанций, диаграммы излучения антенн, наличия паразитных излучений радиопередатчиков, качества экранирования устройств и помещений, опасного значения поля для обслуживающего персонала, уровня радиопомех.

Электромагнитное поле характеризуется плотностью потока энергии Π , Вт/м², напряженностью электрического поля E , В/м; напряженностью магнитного поля H , А/м. В любой точке пространства, где существует поток электромагнитной энергии, имеются составляющие E и H . Величины Π , E и H являются векторными, перпендикулярными друг другу (рис. 11.1) и связаны следующими соотношениями:

$$\Pi = EH; \quad (11.1)$$

$$H = E/120 \pi; \quad (11.2)$$

$$E = \sqrt{120\pi \Pi}, \quad (11.3)$$

где $120\pi \approx 367$ Ом — сопротивление свободного пространства.

Если поток энергии электромагнитного поля проходит через поверхность, площадь которой равна S , то проходящая через нее мощность P равна

$$P = \Pi S. \quad (11.4)$$

Из выражений (11.1)—(11.4) следует, что для характеристики электромагнитного поля можно измерять любые его составляющие

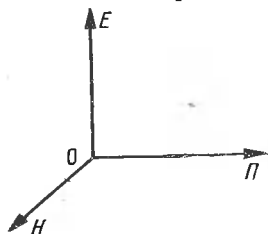


Рис. 11.1. Векторы, характеризующие электромагнитное поле

или его мощность. Практически удобнее всего измерять напряженность электрического поля E , В/м (мВ/м, мкВ/м).

Предположим, что электромагнитное поле в виде плоской волны с вертикальной поляризацией возбуждает в вертикальной приемной антенне индуцированную ЭДС $\mathcal{E}$. Ее значение равно

$$\mathcal{E} = E h_d, \quad (11.5)$$

где h_d — действующая высота антенны, определяемая расчетным путем для любой конструкции антенны. Измерив на выходе антенны с помощью соответствующего прибора индуцированную ЭДС, можно вычислить напряженность электрического поля:

$$E = \mathcal{E} / h_d.$$

Для определения безопасных условий работы персонала, находящегося вблизи источников электромагнитных излучений, обычно измеряют плотность потока мощности. Измерив мощность на согласованной нагрузке антенны с известной площадью S , по (11.4) получаем значение плотности потока мощности, а по (11.3) — напряженности электрического поля:

$$E = \sqrt{120\pi P/S}. \quad (11.6)$$

Площадь измерительных антенн, выпускаемых промышленностью, приводится в их формулярах. В случае, если она неизвестна из документов или антенна изготовлена самостоятельно, ее можно вычислить по формуле

$$S = G \lambda^2 / 4\pi, \quad (11.7)$$

где G — усиление антенны по мощности относительно изотропно-го излучателя; λ — длина волны, на которой выполняется измерение.

Для измерения электромагнитных полей применяются специально разработанные для этой цели приборы — измерительные приемники, измерители напряженности поля и измерители радиопомех.

11.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИЕМНИКИ И ИЗМЕРИТЕЛИ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ

Измерительным приемником называется чувствительный супергетеродинный радиоприемник с калиброванным аттенуатором на входе и в тракте промежуточной частоты, электронным вольтметром на выходе и калибровочным генератором на входе. По сути дела измерительный приемник представляет собой селективный вольтметр, с помощью которого можно измерять напряжения различных сигналов на его входе на определенной частоте.

Если измерительный приемник укомплектован измерительными антеннами, то он является *измерителем напряженности поля*. На рис. 11.2 показана упрощенная структурная схема измерителя напряженности поля.

Процесс измерения делится на три этапа: предварительную настройку, калибровку измерительного приемника и измерение.

Для предварительной настройки ко входу приемника присоединяется измерительная антенна соответствующего диапазона и производится его настройка на частоту радиостанции, напряженность

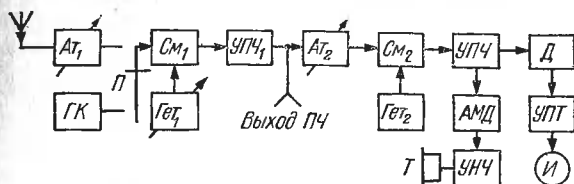


Рис. 11.2. Упрощенная структурная схема измерителя напряженности поля

поля которой подлежит измерению. Антенна ориентируется в пространстве на максимум приема. Ослабления аттенюаторов произвольны.

Для калибровки вместо антенны ко входу смесителя $СМ_1$ с помощью переключателя Π присоединяется калибровочный генератор $ГК$, вырабатывающий определенное значение напряжения высокой частоты, и при отсутствии ослабления в тракте промежуточной частоты указатель выходного вольтметра $И$ устанавливается на условную отметку. В этом состоянии усиление всего тракта приемника известно и равно K .

Для измерения включается антенна и входной аттенюатор $Ат_1$ и регулировкой ослабления $Ат_1$ и $Ат_2$ указатель вольтметра устанавливается на удобное для отсчета значение $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K \alpha_1 \alpha_2$, где $U_{\text{вх}} = E h_d$; α_1 и α_2 — коэффициенты ослабления аттенюаторов. Отсюда напряженность поля $E = U_{\text{вых}} / K h_d \alpha_1 \alpha_2$.

Значения действующей высоты антенны h_d и коэффициента усиления приемника K для данной частоты настройки известны. Погрешность измерения напряженности поля достигает 30%. Она объясняется неточностью ориентировки антенн и настройки приемника, влиянием внешних предметов и земной поверхности на антенну, погрешностью калибровки.

Для измерения интенсивности весьма слабых сигналов, значения которых ниже значения собственных шумов измерительного приемника, применяется *модуляционный метод измерения*. Сущность этого метода заключается в том, что с помощью модулятора M (рис. 11.3), управляемого низкочастотным генератором Γ , на

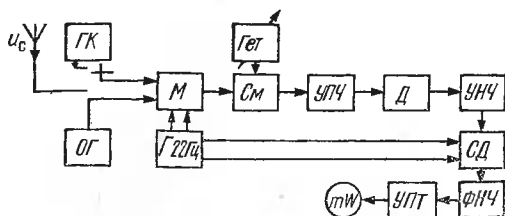


Рис. 11.3. Упрощенная структурная схема модуляционного измерительного приемника

Вход смесителя $См$ периодически подаются исследуемый сигнал u_c , смешанный с шумом входных цепей приемника, и шум (сигнал) опорного генератора шума $ОГ$. В синхронном детекторе $СД$ шум опорного генератора вычитается, чем достигается ослабление влияния собственных шумов приемника на результат измерения.

С выхода синхронного детектора напряжение, пропорциональное входному сигналу, поступает на фильтр нижних частот $ФНЧ$ с постоянной времени, составляющей десятки секунд, затем на усилитель постоянного тока $УПТ$ и индикаторный прибор, градуированный в милливольттах. Выигрыш в отношении сигнал/шум объясняется тем, что спектральная плотность мощности сигнала сосредоточена в узкой полосе, а шума — в широкой. Этот выигрыш в чувствительности $Q = \sqrt{2\Delta f \tau}$, где $2\Delta f$ — полоса пропускания приемника до детектора; τ — постоянная времени фильтра нижних частот. Например, если $2\Delta f = 8$ МГц и $\tau = 60$ с, то $Q = 22\,000$.

Такие высокочувствительные измерительные приемники называются *радиометрами* [1, 2]. Для определения абсолютного значения измеряемого сигнала радиометр перед каждым единичным измерением калибруется по внутреннему калибровочному генератору шумовых сигналов $ГК$. На рис. 11.3 приведена упрощенная структурная схема модуляционного измерительного приемника (радиометра).

11.3. ИЗМЕРИТЕЛИ РАДИОПОМЕХ

Источниками радиопомех являются линии электропередачи, электрические установки (динамомашин, электродвигатели, трансформаторы), научные, медицинские и промышленные высокочастотные устройства, электросварочные аппараты, движущиеся электропоезда, трамваи и троллейбусы, двигатели внутреннего сгорания, световые рекламы, бытовые электрические приборы, радиоприемники и телевизоры. Все источники помех создают электромагнитное поле различной частоты и интенсивности, которое, воздействуя на приемные антенны, затрудняет работу различных радиоприемников, выполнение измерений и различных исследований.

Интенсивность (уровень) помех, как правило, определяется измерением напряжения между зажимом источника помехи и его корпусом. В случае невозможности такого измерения измеряется напряженность поля помехи.

Для измерения напряжения помех применяются специально разработанные приборы, схемы которых подобны рассмотренным выше измерительным приемникам. Отличие заключается в том, что они предназначены в большинстве случаев для приема помех в виде коротких импульсов, поэтому выходной вольтметр должен реагировать на пиковые значения детектированного напряжения помехи, а время заряда и разряда детекторной цепи должно соот-

ветствовать физиологическим особенностям реакции человеческого уха на импульсные помехи. Такие детекторы называются *квазипиковыми* и являются основными для измерителей радиопомех. Для полноты исследований характера сигнала помехи кроме квазипиковых детекторов предусматриваются детекторы среднего, пикового и среднеквадратического значения. При наличии такого набора детекторов с помощью измерителей помех можно измерять напряженность поля радиостанций, напряжения синусоидальных и импульсных сигналов.

На рис. 11.4 приведены упрощенные структурные схемы измерителей помех классов I и II. Они калибруются по шумовому или импульсному напряжению, получаемому от калибровочных гене-

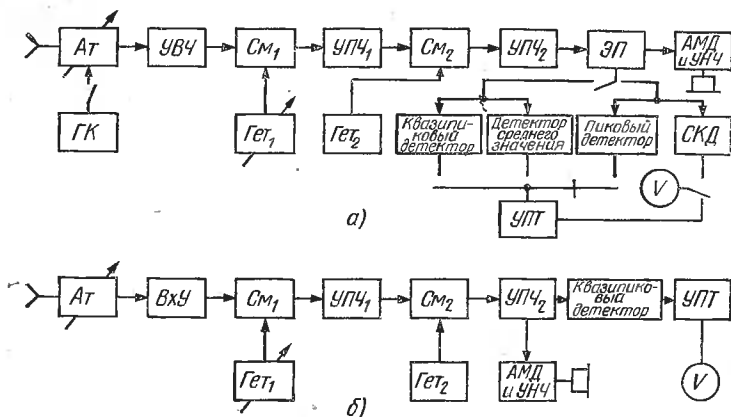


Рис. 11.4. Структурная схема измерителя радиопомех:
а) I класса; б) II класса

раторов *ГК*, и для идентичности градуировки международным соглашением установлены полосы пропускаемых частот для данного рабочего диапазона частот. В табл. 11.1 приведены основные технические характеристики измерителей помех, отвечающих международным нормам. Два последних прибора относятся к классу II. Они просты и удобны для полевых условий работы.

Источники радиопомех чрезвычайно разнообразны по конструкции, габаритам, размещению и работе, поэтому разработаны обязательные способы измерений, включающие рекомендации измерительной аппаратуры, вспомогательных приспособлений, точек измерения и т. д. Измеренные уровни помех должны удовлетворять требованиям, установленным «Общесоюзными нормами допустимых промышленных радиопомех», утвержденными Государственной комиссией по радиочастотам СССР.

Некоторые технические характеристики измерительных антенн и измерительных приемников приведены в табл. 11.2.

Основные характеристики	ПКЗ-7	ПКЗ-3	ПКЗ-4	ПКЗ-5	ПКЗ-6	П4-12А	П4-13А
Диапазон частот, МГц	0,01—0,15	0,15—30	30—300	255—500	500—1000	0,15—30	30—300
Пределы измерений:							
синусоидального напряжения, мкВ — В	0,1—1	0,5—0,1	2,5—0,5	6—0,1	6—0,1	$10-30 \cdot 10^{-3}$	$30-100 \cdot 10^{-3}$
напряженности поля, мкВ/м — В/м	30—1	25—1	5—3	120—0,5	120—0,5	100—100	50—50
Погрешность, дБ	2—3	2—3	2—3	2—3	2—3	6—8	6—8
Погрешность установки частоты, %	1	1	1	1	1	3	3
Полоса пропускания на уровне —6 дБ, кГц	0,2; 0,025	9; 1	120; 15	120; 800	120; 800	9	120
Масса, кг		27 + 20 + 42				11,2	11,2

Основные характеристики антенн рупорных	П6-19	П6-18	П6-16	П6-15; П6-12
Диапазон частот, ГГц	2,5—3,75	3,75—6	5,6—8,4	8,4—11,5 11,5—16,7
Эффективная площадь, см ²	100	100	50	5; 50
ВЧ тракт, мм	72×34	48×24	35×15	23×10; 17×8
КСВН	1,8	1,8	1,5	1,5
Основные характеристики приемников измерительных	П5-27	П5-7Б	П5-10	П5-13
Диапазон частот, ГГц	2—4	4—7,4	8,9—9,85	12—16,7
Пределы измерения, Вт	$3 \cdot 10^{-13}$ —0,1	10^{-12} — 10^{-4}	$3 \cdot 10^{-15}$ —0,1	$3 \cdot 10^{-13}$ — 10^{-6}
Погрешность, дБ	3,5	1	0,5	2
Полоса частот, МГц	0,1; 1; 5,0	4,5	1; 9	10
Масса, кг	36+28+25	37+29	35+33+38	45+40
Вход:				
коаксиальный, Ом	50	50	—	—
волноводный, мм	—	—	23×10	17×8

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Чем отличается измерительный приемник от измерителя напряженности поля?
2. Для чего в измерителях радиопомех применяются различные детекторы?
3. Из каких частных погрешностей складывается общая погрешность измерения напряженности поля или плотности его потока мощности?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кушир Ф. В. Радиотехнические измерения. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Связь, 1975.
2. Справочник по радиоизмерительным приборам/Под ред. В. С. Насонова. М.: Советское радио, т. 1, 1976; т. 2, 1977; т. 3, 1979.
3. Мирский Г. Я. Радиоэлектронные измерения. М.: Энергия, 1975.
4. Роговенко С. С. Радиоизмерительные приборы. Минск: Высшая школа, ч. 1, 1972; ч. 2, 1974; ч. 3, 1979.
5. Кушир Ф. В., Савенко В. Г., Верник С. М. Измерения в технике связи. М.: Связь, 1970.

	Стр.
Предисловие	3
Введение	4
В.1. Назначение и особенности радиотехнических измерений	4
В.2. Содержание и задачи предмета	6
В.3. Основные метрологические понятия	6
В.4. Погрешности измерений	9
В.5. Классификация радиоизмерительных приборов	14
Контрольные вопросы	15
Глава 1. Измерение тока и напряжения	16
1.1. Основные соотношения	16
1.2. Измерение тока	18
Общие сведения	18
Термоамперметры	19
Выпрямительные амперметры	21
Измерение больших токов	24
Косвенные измерения тока	25
1.3. Измерение напряжения	26
Общие сведения	26
Электронные вольтметры переменного напряжения	28
Импульсные вольтметры	36
Электронные вольтметры постоянного напряжения	37
Цифровые вольтметры	38
Погрешность измерений	44
Контрольные вопросы	46
Глава 2. Генераторы измерительных сигналов	46
2.1. Назначение. Классификация. Основные технические требования	46
2.2. Генераторы сигналов низкочастотные	47
2.3. Генераторы сигналов высокочастотные	52
2.4. Генераторы импульсных сигналов	56
2.5. Генераторы шумовых сигналов	58
Контрольные вопросы	60
Глава 3. Электронные осциллографы	60
3.1. Назначение. Классификация. Основные технические требования	60
3.2. Получение осциллограмм. Развертка изображения	62
3.3. Структурная схема осциллографа	68
3.4. Импульсные осциллографы	76
3.5. Измерение амплитудно-частотных характеристик	79
Контрольные вопросы	80
Глава 4. Измерение параметров компонентов цепей с сосредоточенными постоянными	81
4.1. Основные соотношения	81
4.2. Мостовой метод измерения параметров	82
4.3. Резонансный метод измерения	89
4.4. Измерение сопротивления заземления	97
Контрольные вопросы	98
Глава 5. Измерение параметров элементов и трактов с распределенными постоянными	98
5.1. Основные понятия и соотношения	98
5.2. Измерительная линия	102
5.3. Измерение коэффициента стоячей волны напряжения	104

	Стр.
5.4. Измерение сопротивления нагрузки	105
5.5. Понятие об автоматических измерительных приборах для измерения КСВН	108
Глава 6. Измерение мощности	110
6.1. Основные соотношения и методы измерений	110
6.2. Измерение поглощаемой мощности	111
6.3. Измерение проходящей мощности	118
Контрольные вопросы	120
Глава 7. Измерение частоты и интервалов времени	122
7.1. Общие сведения. Методы измерения	122
7.2. Метод сравнения	123
7.3. Метод дискретного счета	128
7.4. Резонансный метод	134
7.5. Понятие о мерах частоты и времени	138
Контрольные вопросы	140
Глава 8. Измерение фазового сдвига	141
8.1. Основные сведения. Методы измерения	141
8.2. Осциллографический метод	141
8.3. Компенсационный метод	143
8.4. Метод преобразования фазового сдвига в импульсы тока	143
8.5. Метод фазового детектора	145
8.6. Метод дискретного счета	145
8.7. Измерение фазового сдвига с преобразованием частоты	147
8.8. Понятие об измерении группового времени запаздывания	148
8.9. Фазовращатели	149
Контрольные вопросы	151
Глава 9. Измерение нелинейных искажений	153
9.1. Определения. Методы измерения	153
9.2. Гармонический метод	154
9.3. Комбинационный метод	159
Контрольные вопросы	160
Глава 10. Измерение параметров модулированных сигналов	160
10.1. Общие сведения	160
10.2. Измерение параметров амплитудномодулированного сигнала	161
10.3. Измерение параметров частотномодулированного сигнала	164
10.4. Измерение параметров импульсномодулированного сигнала	166
Контрольные вопросы	169
Глава 11. Измерение напряженности электромагнитного поля и радиопомех	169
11.1. Основные соотношения	169
11.2. Измерительные приемники и измерители напряженности поля	170
11.3. Измерители радиопомех	172
Контрольные вопросы	175
Список литературы	175