

**Д.В. Миляев**

# **АНАЛОГОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА**

*Рекомендовано УМО по образованию в области приборостроения  
и оптоэлектроники для студентов высших учебных заведений,  
обучающихся по направлению подготовки 200100 – Приборостроение*

Издательство  
Томского политехнического университета  
2009

УДК 681.2(075.8)

ББК 34.9я73

М60

**Миляев Д.В.**

М60 Аналоговые измерительные устройства: учебное пособие / Д.В. Миляев; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2009. – 251 с.

ISBN 978-5-98298-565-1

В учебном пособии рассмотрены средства измерений электрических величин с позиции проектирования аналоговых измерительных устройств; теоретические вопросы структурных схем, расчеты их статических и динамических погрешностей. Широко представлены аналоговые электронные преобразователи и приборы. Кратко изложены вопросы проектирования приборов сравнения: мосты, компенсаторы. Приведены примеры контрольных заданий и их решения, расчета электронных схем приборов, проектирование основных преобразователей.

Разработано в рамках реализации Инновационной образовательной программы ТПУ по направлению «Неразрушающий контроль» и предназначено для студентов, обучающихся по направлению 200100 «Приборостроение».

**УДК 681.2(075.8)**

**ББК 34.9я73**

*Рецензенты*

Специалист по НК ОАО «Дикон»

*В.П. Ольшанский*

Кандидат технических наук

ведущий инженер-электронщик ООО «Томскнефтегазинжиниринг»

*С.А. Калганов*

**ISBN 978-5-98298-565-1**

© ГОУ ВПО «Томский политехнический университет», 2009

© Миляев Д.В., 2009

© Оформление. Издательство Томского политехнического университета, 2009

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
Глава 1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ АНАЛОГОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ (АИУ) .....	14
1.1. Классификация измерительных преобразователей (ИП) и приборов АИУ .....	14
1.2. Статические характеристики аналоговых измерительных преобразователей (ИП) и приборов .....	16
1.3. Динамические характеристики аналоговых измерительных преобразователей и приборов .....	21
1.4. Структурные схемы приборов АИУ .....	24
1.5. Уравнения преобразования средств измерений .....	26
1.5.1. Последовательная структурная схема.....	26
1.5.2. Параллельная структурная схема .....	27
1.6. Статические погрешности структурных схем приборов.....	27
1.7. Способы выражения и нормирования пределов допускаемых погрешностей средств измерений (СИ). ГОСТы .....	31
1.8. Контрольные вопросы к первой главе .....	33
1.9. Примеры решений контрольных заданий по первой главе .....	34
Глава 2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ .....	51
2.1. Масштабные преобразователи .....	51
2.1.1. Резистивные делители напряжения.....	52
2.1.2. Шунты и добавочные сопротивления.....	56
2.1.3. Емкостные и индуктивные (трансформаторные) масштабные преобразователи (МП) .....	57
2.1.4. Силовые трансформаторы.....	63
2.1.5. Измерительные усилители.....	66
2.2. Преобразователи переменного тока в постоянный .....	72
2.2.1. Преобразователи средних значений – ПСЗ .....	72
2.2.2. Преобразователи амплитудных значений .....	74
2.2.3. Преобразователи эффективных значений .....	77
2.3. Электромеханические измерительные преобразователи – измерительные механизмы .....	84
2.3.1. Магнитоэлектрические измерительные механизмы .....	85
2.3.2. Электродинамические измерительные механизмы.....	86
2.3.3. Электромагнитный механизм .....	88
2.3.4. Электростатический механизм .....	89
2.5. Контрольные вопросы к главе 2.....	93
Глава 3. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ.....	96
3.1. Магнитоэлектрические приборы .....	97
3.1.1. Магнитоэлектрический амперметр .....	97
3.1.2. Магнитоэлектрический вольтметр .....	100
3.1.3. Магнитоэлектрический омметр .....	102

3.2. Электромагнитные приборы.....	105
3.3. Электродинамические приборы.....	109
3.4. Электростатические приборы.....	113
3.5. Контрольные вопросы к третьей главе.....	122
Глава 4. ЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГОВЫЕ ПРИБОРЫ.....	125
4.1. Общие сведения и характеристика электронных приборов.....	125
4.2. Электронные вольтметры.....	126
4.3. Электронные омметры.....	141
4.3.1. Преобразователи сопротивления в напряжение.....	152
4.3.2. Мостовые преобразователи сопротивления в напряжение.....	155
4.4. Электронные LC-метры.....	158
4.5. Электронные преобразователи и приборы для измерения мощности (ваттметры) и энергии.....	172
4.6. Электронные частотомеры.....	178
4.7. Электронные фазометры.....	187
4.8. Электронные измерители формы и спектрального состава.....	201
4.9. Контрольные вопросы к 4 главе.....	214
Глава 5. ПРИБОРЫ СРАВНЕНИЯ.....	216
5.1. Четырехплечие мосты.....	216
5.2. Компенсаторы.....	235
5.3. Контрольные вопросы к 5 главе.....	248
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	250

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Аналоговые измерительные устройства (АИУ) представляют собой совокупность различных элементов аналоговых средств измерения, в частности, измерительных приборов и измерительных преобразователей.

В данном курсе лекций рассматриваются АИУ электрических величин.

Изучение данной дисциплины включает анализ методов измерения и измерительных преобразований, структурные схемы электроизмерительных приборов, анализ и расчет погрешностей, проектирование преобразователей и приборов.

Для эффективного и более глубокого изучения каждый раздел курса лекций подкрепляется выполнением контрольного задания по предлагаемой методике расчета как отдельных преобразователей, так и в целом измерительных приборов.

Расчет, проектирование, а также анализ и расчет погрешностей базируется на знании вопросов других ранее изучаемых учебных дисциплин: электронных устройств, физики, математики, основ метрологии, теоретических основ электротехники, теории автоматического управления и др.

Данное учебное пособие соответствует учебному плану подготовки специалистов по направлению «Приборостроение» и представляет собой определенную ценность при самостоятельной подготовке и изучении курса АИУ.

Руководящим документом в вопросах терминологии является ГОСТ 16263–70 «Государственная система обеспечения единства измерений. Метрология. Термины и определения». В соответствии с ГОСТом аналоговые измерительные приборы предназначены для выработки сигналов измерительной информации, являющихся непрерывными функциями измеряемых физических величин, в форме доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. Измерительные преобразователи предназначены для пропорционального (чаще всего линейного) преобразования измеряемой или промежуточной величины в такой сигнал, параметры которого соответствуют оптимальным входным характеристикам последующего преобразователя.

Объем аудиторных (лекционных) занятий ограничен по времени, поэтому в пособии рассматриваются основные измерительные преобразователи и отдельные группы приборов, их назначение, а также предлагаемая методика их расчета.

Основное внимание в пособии уделяется вопросам проектирования и вопросам практического использования предлагаемых методик расчета.

## ВВЕДЕНИЕ

### Общие сведения о физических (электрических) величинах

**Физическая величина** – свойство, присущее в качественном отношении многим физическим объектам, но в количественном отношении индивидуальное для каждого объекта.

**Измерение** – это нахождение значения физической величины опытным путем с помощью имеющихся технических средств, т. е. процесс экспериментального сравнения данной физической величины с одноименной физической величиной, значение которой принято за единицу.

**Единица физической величины** – это физическая величина, которой по определению, присвоено числовое значение, равное единице.

**Единство измерений** – это состояние измерений, при которых их результаты выражены в узаконенных единицах, и погрешности измерений известны с заданной вероятностью.

**Средства измерений** – это технические средства, используемые при измерении и имеющие нормированные метрологические свойства. Средства измерений делятся на меры, измерительные приборы, измерительные преобразователи, измерительные установки и вспомогательные средства измерений.

*Мера* – это средство измерений, предназначенное для воспроизведения физических величин заданного размера.

*Измерительный прибор* – это средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. В этом контексте измерительные приборы могут быть: показывающими и регистрирующими.

*Измерительный преобразователь* – это средство измерения, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

Различают типы измерительных преобразователей:

- первичный – первый в измерительной цепи, к нему непосредственно подводится измеряемая величина;
- передающий – служит для дистанционной передачи сигнала измерительной информации;
- масштабный – служит для изменения измеряемой величины в заданное число раз (делители напряжения или тока, усилители).

*Вспомогательные средства измерения* – это средства измерения величин, влияющее на метрологические свойства другого средства измерения при его применении.

*Измерительная установка* – это совокупность функционально объединенных средств измерений и вспомогательных устройств, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем, и расположенная в одном месте.

*Измерительная система* – это совокупность средств измерений и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации удобной для непосредственной автоматической обработки, передачи и использования в автоматических системах управления.

**Единицы измерения**, используемые в электротехнике, могут быть представлены через четыре основные единицы. Для того чтобы число основных единиц было минимальным, были выбраны три единицы, применяемые в механике: *метр* (м), *килограмм* (кг) и *секунда* (с), и добавлена к ним четвертая основная единица из электротехники – единица силы электрического тока *ампер* (А).

Из этих четырех основных единиц могут быть образованы все другие электрические единицы (имеются в виду представляющие здесь интерес единицы системы СИ).

С 1946 г. амперы определяют следующим образом: это сила неизменяющегося тока, который, проходя по двум параллельным тонким проводникам (проводам), расположенным на расстоянии 1 м один от другого в вакууме, вызывает между этими проводниками силу взаимодействия, равную  $2 \times 10^{-7}$  Н на 1 м длины (Ньютон на метр).

Единица электрической мощности – *ватт* – получается прямым приравнением единице механической мощности:

$$1 \text{ Вт} = 1 \text{ Н} \cdot \text{м/с} = 1 \text{ Дж/с}.$$

*Вольт*, единица электрического напряжения, связанная с ампером через электрическую мощность:

$$P = UI, 1 \text{ Вт} = 1 \text{ В} \times 1 \text{ А}.$$

Таким образом, вольт может быть выведен из четырех основных единиц измерения. Так как в технике электрических измерений часто бывает необходимо иметь удобный для использования эталон электрического напряжения, вольт как производную единицу относят также к легко воспроизводимому нормальному элементу Вестона, напряжение на клеммах которого без нагрузки при 20 °С равно 1,01865 В.

Ом – единица электрического сопротивления, определяется согласно закону Ома по силе тока и напряжению:

$$R = \frac{V}{I}; \quad 1 \text{ Ом} = \frac{1 \text{ В}}{1 \text{ А}}.$$

Эталоны Ома легко выполняются в виде исключительно стабильных и очень точно отрегулированных резисторов, удобных в обращении.

Остальные электрические величины являются производными и связаны между собой уравнениями теории электричества и магнетизма, а их единицы измерения выражаются через основные.

Для удобства данные об электрических величинах, единицах измерения и важные постоянные в электротехнике сведены в табл. 1.

Таблица 1

Величина	Наименование единицы	Уравнения теории электричества	Примечание
Напряженность электрического поля	Вольт / метр Ньютон / кулон	$E = F/q$	Определение напряженности
Потенциал электрического поля Поля или разность потенциалов Напряжение ЭДС – электродвижущая сила	Вольт	$d\phi = Edl$  $U = IR$  $e = -d\Phi / dt$	Определение потенциала  Закон Ома Закон электромагнитной индукции
Сопротивление	Ом	$R = U / I$	Закон Ома
Проводимость	Сименс	$G = 1 / R$	1 См = 1 / Ом
Электрическая емкость	Фарад	$q = CU$	1 Ф = с / Ом
Мощность	Ватт	$P = UI$	1 Вт = 1 ВА, 1 л. с. = 736 Вт
Работа и энергия	Джоуль	$W = Pt$	1 Дж = 1 Вт с
Магнитные величины: Магнитный поток Индукция Напряженность магнитного поля	Вебер Тесла  Ампер / метр	$\Phi = BS$  $I = \sum Hdl$	1 Мк = 10 <sup>-8</sup> В с 1 Тл = 1 В с/м <sup>2</sup> Закон полного тока
Удельное сопротивление	Ом×м	$R = \rho l / S$	$l$ – длина $S$ – сечение проводника
Индуктивность	Генри	$e = -L dl / dt$	1 Гн = 1 Вб / А = 1 В с / А



*Приставки для образования десятичных кратных и дольных единиц*

Приставки	Обозначения	Величина	Примеры
Тера	Т	$10^{12}$	1 ГОм = $10^{12}$ Ом
Гига	Г, G	$10^9$	1 ГОм = $10^9$ Ом
Мега	М	$10^6$	1 МВт = $10^6$ Вт
Кило	К, k	$10^3$	1 кВ = 1000 В
Милли	М, m	$10^{-3}$	1 мГн = $10^{-3}$ Гн
Микро	Мк, $\mu$	10	1 мкА = $10^{-6}$ А
Нано	Н, n	$10^{-9}$	1 нФ = $10^{-9}$ Ф
Пико	П, p	$10^{-12}$	1 пФ = $10^{-12}$ Ф

В табл. 2 представлены часто применяемые приставки для образования десятичных кратных и дольных единиц.

Приведенные электрические величины взяты из практической системы СИ, однако некоторые единицы магнитных величин применяют единицы из старой системы СГС, применяемых на практике и удобных в численном выражении.

**Особенности электрических величин**

Существующие электрические величины можно условно разделить на группы в зависимости от соответствующего классификационного признака или критерия.

1. Признак – зависимость электрической величины от времени:  
*постоянные и переменные величины.*
2. Признак – участие электрической величины совершать работу:  
*энергетические и параметрические.*
3. Признак – удобство для квантования и форма представления:  
*аналоговые и цифровые или дискретные.*
4. Признак – диапазон принимаемых значений:  
*малые величины, средние и большие.*

Так как каждая измеряемая величина в процессе измерения преобразуется непосредственно в сигнал, то можно привести следующую классификацию сигналов:

- а) детерминированный – сигнал, имеющий математическое описание;
- б) случайный – сигнал, изменяющийся случайным образом (может быть описан статистическими законами, но математическое описание не дает возможность предсказать его конкретное значение);
- в) стационарный, периодический и непериодический (апериодический) – сигналы, изменяющиеся или не изменяющиеся во времени.

Примеры электрических величин и их носители:

1. Постоянное напряжение – ЭДС батарейки электронных часов.
2. Переменное напряжение – напряжение промышленной сети 220 В, 50 Гц.
3. Энергетические величины: ток, напряжение, мощность, энергия.
4. Параметрические величины: сопротивление, емкость, добротность и др.
5. Удобоквантуемые величины – частота, период, фазовый сдвиг, легко преобразуемые в цифровой эквивалент, в отличие от тока, напряжения и др., квантование которых требуют специальные аналого-цифровые преобразователи (АЦП).

6. Понятие малых, средних и больших величин связано с уровнем развития техники измерений и эти понятия условные. На практике считают, например, малые значения токов – это значения токов порядка  $10^{-(12-16)}$  ампер, а малые сопротивления – менее 1 Ома.

В частности, понятие малости физической величины связано с возможной на данный период погрешностью измерения.

Во временной области сигналы, чаще всего, представляют периодические и могут иметь различную форму. Измерительные приборы строятся, в основном, для измерения параметров периодических сигналов синусоидальной формы.

Несинусоидальная функция может быть представлена рядом Фурье через ее гармонические составляющие:

$$u(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t)$$

или в другом виде записи

$$u(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [C_n \cos (n\omega t + \varphi)],$$

где  $C_0$  – постоянная составляющая в несинусоидальном сигнале;  $C_n$  – амплитудные или пиковые значения каждой гармонической составляющей колебаний;  $A_n$  и  $B_n$  – амплитудные значения ортогональных составляющих, причем

$$C_n^2 = A_n^2 + B_n^2; \quad \operatorname{tg} \Sigma \varphi = B_n / A_n.$$

Постоянная составляющая  $C_0 = 1 / T \int_0^T u(t) dt$  идентично определяет среднее значение сигнала, а при интегрировании по абсолютной величине в пределах периода дает среднев्यпрямленное значение.

Действующее (эффективное) значение любой периодической функции определяется ее среднеквадратическим значением, которое одно-

значно определяет эффективное значение как всего сигнала, так и отдельных гармонических составляющих

$$U_{эфф} = \sqrt{1/T \int_0^T u(t)^2 dt}.$$

Линейное среднее и среднеквадратическое значения для ряда Фурье, в котором абсолютные значения отдельных гармонических составляющих заданы, определяются независимо от фазы этих составляющих.

Если речь идет о синусоидальной форме сигнала, то связь между средневыпрямленным и эффективным значениями носит линейный характер. Их соотношения с амплитудой следующие:

$$U_m = \sqrt{2} U_{эфф} = 0,5 \pi U_{cp}.$$

Следовательно, для синусоидальной измеряемой величины по шкале прибора, отградуированного в одних значениях можно определить все другие значения входного сигнала через известные коэффициенты.

Эти коэффициенты имеют определенные названия:

$K_A = U_m / U_{эфф}$  – коэффициент амплитуды;

$K_{cp} = U_m / U_{cp}$  – коэффициент усреднения;

$K_f = U_{эфф} / U_{cp}$  – коэффициент формы.

Таким образом, энергетическими измеряемыми значениями переменных величин являются амплитуда, среднее (средневыпрямленное) и эффективное значения. Это относится к току, напряжению, мощности и энергии.

Параметрическими электрическими величинами являются частота, период, длительности передних и задних фронтов, длительность импульса и т. д.

Мощность и энергия относятся к сложным энергетическим параметрам сигнала.

### Определение мощности

Мгновенное значение электрической мощности  $P(t)$ , равно произведению тока на напряжение:

$$P(t) = u(t)i(t).$$

Если напряжение и ток изменяются по синусоидальному закону, причем ток отстает от напряжения на угол сдвига фаз  $\varphi$ , т. е.:

$$u(t) = U_{эфф} \sqrt{2} \sin \omega t,$$

$$i(t) = I_{эфф} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi),$$

то мгновенное значение мощности определяется по формуле

$$P(t) = U_{эфф} I_{эфф} [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)],$$

Мощность пульсирует с частотой, вдвое превышающей частоту тока и напряжения.

Средние значения мощности могут быть следующими.

Активная мощность:

$$P = 1 / T \int u(t) i(t) = U_{эфф} I_{эфф} \cos \varphi,$$

где  $\cos \varphi$  – коэффициент сдвига.

Если напряжение и ток синусоидальны, то  $\cos \varphi$  можно также называть коэффициентом мощности. Величина  $P$  представляет собой истинную фактическую мощность; ее называют активной мощностью, чтобы отличить от двух других нижеследующих определений мощности.

Полная мощность (кажущаяся):

$$S = U_{эфф} I_{эфф}.$$

Полная мощность связана с активной  $P = S \cos \varphi$  и реактивной мощностью  $Q = U_{эфф} I_{эфф} \sin \varphi$ .

Наряду с рассмотренным выше случаем синусоидальных напряжений и токов очень часто при нелинейных сопротивлениях нагрузки (нелинейном импедансе), особенно в схемах с тиристорами часто получается так, что напряжение изменяется по синусоидальному закону, а кривая тока сильно отличается от синусоиды. Если ток равен  $I_{эфф}$ , основная гармоника тока при разложении в ряд Фурье равна  $I_{эфф1}$  и сдвиг фазы между напряжением и основной гармоникой тока составляет  $\varphi_1$ , то вышеприведенные определения принимают следующий вид:

А. Активная мощность:

$$P = U_{эфф} I_{эфф} \cos \varphi_1.$$

Б. Суммарная полная мощность

$$S = U_{эфф} I_{эфф}$$

связана с активной мощностью по формуле

$$P = S \cos \varphi_1.$$

Полная мощность основной гармоники

$$S_1 = U_{эфф} I_{эфф1}$$

связана с активной мощностью по формуле

$$P = S_1 \cos \varphi_1.$$

Суммарная реактивная мощность:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}.$$

В. Реактивная мощность основной гармоники

$$Q_1 = U_{эфф} I_{эфф1} \sin \varphi_1.$$

Г. Реактивная мощность высших гармоник (мощность искажений)

$$Q_r = \sqrt{Q^2 - Q_1^2}.$$

Коэффициент мощности понимается как отношение активной мощности к полной.

При синусоидальной форме тока он идентичен коэффициенту сдвига первой гармоники.

Коэффициент мощности и суммарную реактивную мощность можно определить только вычислением по комбинации измеренных значений активной, реактивной и коэффициента мощности.

При несинусоидальных токах и напряжениях необходимы измерения активной мощности каждой гармоники, причем гармоники тока и напряжения одной частоты образуют составляющие активной мощности и алгебраически суммируются.

Суммарная полная мощность:  $S = U_{эфф} I_{эфф}$ .

Суммарная реактивная мощность:  $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ .

### **Частотная характеристика и время нарастания при измерении мгновенных значений**

Измерительные приборы, предназначенные для индикации мгновенных значений, например, электронно-лучевые и электромеханические светолучевые осциллографы, имеют некоторую собственную инерционность, которая определяется регламентированными испытательными сигналами – динамической частотной характеристикой и переходной характеристикой (откликом на скачкообразное возмущение).

### **Частотная характеристика при измерении средних и действующих значений**

Показывающие приборы для измерения переменных величин формируют квадратичное или выпрямленное линейное значение измеряемой величины за период. Осреднение обеспечивается благодаря самой инерционности измерительного механизма. При этом подразумевается допущение, что изменения измеряемой величины в течение периода лишь незначительно проявляется в виде изменений показаний прибора. При понижении частоты показания приборов все более приближаются к мгновенным значениям. Таким образом, существует оптимальная частота, ограничивающая применимость приборов снизу. С повышением частоты до некоторого верхнего предельного значения погрешность остается в пределах нормы, после чего снижается чувствительность преобразователя и точность падает.

# Глава 1

## ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ АНАЛОГОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ (АИУ)

### 1.1. Классификация измерительных преобразователей (ИП) и приборов АИУ

Измерительные преобразователи АИУ обычно подразделяются по следующим отличительным признакам:

- по месту в цепи прибора: первичные, промежуточные, выходные;
- по назначению: масштабные, функциональные, операционные;
- по виду главного элемента, входящего в устройство преобразователя: механические, электромеханические, фотоэлектрические, электронные и т. п.

Подобная классификация может быть предложена и для измерительных приборов:

- по типу главного элемента прибора:  
*электронные и электромеханические;*
- по форме отсчета:  
*показывающие и регистрирующие;*
- по методу преобразования:  
*прямого преобразования (действия), уравнивающего и смешанного преобразования;*
- по назначению:  
*амперметры, вольтметры и т. д.*

Приборы, измеряющие несколько входных величин, называются комбинированными. Приборы, имеющие нескольких пределов измерения, называются универсальными.

Для обозначения типа прибора существуют условные нормативные документы для определения названия группы приборов. Для обозначения группы приборов используются буквы русского алфавита:

- А – приборы для измерения токов;
- Б – источники питания;
- В – вольтметры;
- Г – генераторы;
- Д – делители напряжений и токов;
- Е – приборы для измерения параметров электрических цепей;
- И – импульсные приборы;

- Л – измерители параметров электронных ламп и транзисторов;
- С – осциллографы и приборы для измерения параметров сигнала или для наблюдения за формой сигналов;
- У – усилители;
- Ф – фазометры;
- Х – характериографы;
- Ч – частотомеры и т. д.

Некоторые группы приборов включают приборы с характерными особенностями преобразования измеряемой величины или характерными особенностями устройства и представления результатов измерения. Так, например, группа вольтметров может быть представлена несколькими подгруппами. Для обозначения подгрупп используются десятичные цифры:

- В1 – вольтметры для поверки приборов напряжения;
- В2 – вольтметры постоянного тока;
- В3 – вольтметры переменного синусоидального тока;
- В4 – импульсные вольтметры;
- В5 – фазочувствительные вольтметры;
- В6 – избирательные или селективные вольтметры;
- В7 – универсальные;
- ВК7 – комбинированные универсальные;
- В8 – вольтметры, измеряющие отношение двух напряжений;
- В9 – преобразователи переменного напряжения в постоянное.

Группа осциллографов или точнее приборов наблюдения за формой сигналов имеет подгруппы:

- С1 – осциллографы общего назначения;
- С2 – анализаторы гармоник;
- С4 – анализаторы спектра;
- С8 – осциллографы с запоминанием сигнала с помощью электроно-лучевой трубки.
- С9 – цифровые запоминающие осциллографы.

Цифрами также обозначают номера разработок или моделей в порядке появления новой разработки. Например, ВК7-10Б или В3-38А: вторая цифра указывает на номер разработки, последние буквы в обозначении указывают на то, что прибор был модернизирован: А – один раз, Б – два. При трех модернизациях после номера модели ставится буква русского алфавита В.

## 1.2. Статические характеристики аналоговых измерительных преобразователей (ИП) и приборов

### Чувствительность ИП. Коэффициент преобразования

Статический режим преобразования ИП соответствует входному воздействию, величина которого не изменяется во времени, а длительность преобразования достаточна для затухания переходных процессов в преобразователе.

Отклик измерительного преобразователя  $Y$  на входное воздействие  $X$  представляет в общем случае функцию от многих параметров:

$$Y = Y(X, P_1, P_2 \dots q_1, q_2 \dots),$$

где  $P_1, P_2$  – параметры цепи преобразования,  $q_1, q_2$  – факторы погрешностей преобразования. Производная от функции преобразования называется чувствительностью преобразователя:  $S = dY / dX = F(X)$ .

При градуировке измерительного преобразователя ему присваивается номинальная функция преобразования:

$$Y_{ном} = F_{ном}(X).$$

Погрешность измерительного преобразователя, в этом случае, определяется как различие между действительной и номинальной функциями преобразования.

Для каждой функции преобразования можно найти отношение выходной величины и входной, которое называют коэффициентом преобразования:

$$K(X) = \frac{Y_{ном}}{X_{ном}}.$$

Если функция преобразования линейна, то коэффициенты преобразования постоянны во всей области изменения входной величины и совпадают по величине с чувствительностью преобразователя. В противном случае чувствительность преобразователя связана с коэффициентом преобразования зависимостью

$$S(X) = \frac{dY}{dX} = K(X) + \frac{dK}{dX} X.$$

Чувствительность преобразователя не следует отождествлять с порогом чувствительности, под которым понимается наименьшее значение входной величины, вызывающее заметное изменение выходной величины.

Статические погрешности измерительного преобразователя проявляются в виде аддитивной и мультипликативной составляющих общей погрешности. Первая представляется как сигнал на выходе при отсутствии входной величины, а вторая составляющая погрешности вызвана изменением коэффициента преобразования. В зависимости от влияющего фактора мультипликативная погрешность может проявляться или как



частотная погрешность, или погрешность от изменения напряжения питания или погрешности изготовления, часто называемой инструментальной погрешностью и т. п.

### Погрешности средств измерения

*Инструментальной погрешностью измерения* называется составляющая погрешности измерений, обусловленная свойствами применяемых средств измерения.

Согласно ГОСТ 8.0009–84 различают четыре составляющих погрешности средств измерений:

- 1) основная;
- 2) дополнительная;
- 3) динамическая;
- 4) методическая (обусловленная взаимодействием средств измерения и объекта измерения).

*Основная погрешность* – обусловлена не идеальностью собственных средств измерения и показывает отличие действительной функции преобразования средств измерения в нормальных условиях от номинальной функции преобразования.

*По способу числового выражения* основной погрешности различают: абсолютную, относительную и приведенную погрешности.

Абсолютная погрешность – это разность между показаниями прибора  $X$  и истинным размером  $A$  измеряемой величины:

$$\Delta = X - A$$

$$П = -\Delta - \text{поправка.}$$

Относительная погрешность – это отношение абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины, взятое в %

$$\delta = \frac{X - A}{A} 100 \%$$

Относительная погрешность существенно изменяется вдоль шкалы аналогового прибора.

Приведенная погрешность измерительного прибора – это отношение абсолютной погрешности к нормированному значению  $X_N$ , взятое в %.

$$\gamma = \frac{X - A}{X_N} 100 \%$$

Основная погрешность характеризует средство измерения в нормальных условиях работы. Ее составляющие: аддитивная погрешность (а) – не зависит от чувствительности прибора и является постоянной для всех входных величин в пределах диапазона измерений (прямая 3 ри-

сунка), мультипликативная погрешность ( $bх$ ) – зависит от чувствительности прибора и изменяется пропорционально текущему значению входной величины (прямая 2).

3 – аддитивная погрешность;

2 – мультипликативная погрешность;

1 – суммарная абсолютная погрешность.

Суммарная абсолютная погрешность:  $\Delta = a + bх$ .

Графики изменения погрешностей от входной (измеряемой) величины показаны на рис. 1.1.

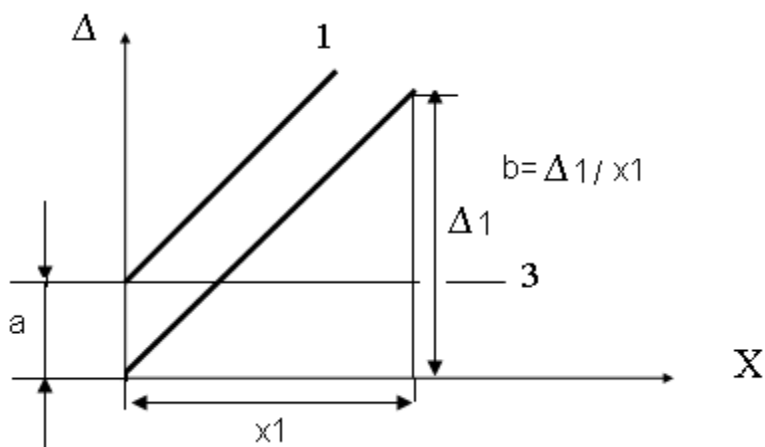


Рис. 1.1

*Дополнительная погрешность* обусловлена реакцией средства измерения на изменение входных величин и непосредственных параметров входных сигналов. Неинформативными называются параметры, не используемые для передачи значения измеряемой величины. Эта погрешность зависит от свойств средств измерений и от изменения влияющих величин, отличных от нормальных. Нормальные условия:

- температура окружающего воздуха –  $(20 \pm 5) \text{ }^\circ\text{C}$ ;
- относительная влажность воздуха – 30–80 %;
- атмосферное давление – 630–795 мм рт. ст.;
- напряжение сети –  $220 \text{ В} \pm 10 \%$ ;
- частота тока –  $(50 \pm 0,5) \text{ Гц}$ .

*Составляющая методической погрешности* – погрешность, обусловленная взаимодействием средства и объекта измерения, погрешности которые вносит прибор в функционирование с объектом измерения.

*Динамическая погрешность* обусловлена реакцией средства измерения на скорость (частоту) изменения входного сигнала и зависит от динамических свойств средств измерений, от частотного спектра входного сигнала, изменения нагрузки и влияющих величин.

*Полная динамическая характеристика* – это характеристика, полностью описывающая принятую математическую модель динамических свойств средства измерения и однозначно определяющая изменение выходного сигнала средства измерения при любом изменении во времени информативного или неинформативного параметра входного сигнала или влияющей величины.

Выходной сигнал средства измерения с учетом статических погрешностей можно представить в следующем виде:

$$Y = (K_{ном} \pm \Delta K)X \pm \varepsilon,$$

где  $\Delta KX$  и  $\varepsilon$  – абсолютные погрешности, соответственно, мультипликативная и аддитивная. Если вынести за скобки полезный выходной сигнал, получим выражение для погрешностей измерительного преобразователя в относительной форме. Тогда выходной сигнал можно представить:

$$Y = K_{ном} X \left( 1 \pm \frac{\Delta K}{K_{ном}} \pm \frac{\Delta Y_{add}}{K_{ном}} X \right)$$

или с новыми обозначениями

$$Y = K_{ном} X (1 \pm \gamma_m \pm \gamma_{add}),$$

где  $\gamma_m$  – относительная мультипликативная,  $\gamma_{add}$  – относительная аддитивная погрешности измерительного преобразователя.

Характеристики измерительных приборов в статическом режиме можно представить аналогичными характеристиками, рассмотренными для измерительных преобразователей.

### **Классы точности**

Класс точности служит для сопоставления средств измерений одной и той же физической величины.

*Класс точности средства измерения* – это обобщенная характеристика точности средства измерений данного типа, определяемая пределами допускаемых основных и дополнительных погрешностей, а также другими свойствами, влияющими на точность измерений, значения которых устанавливают в стандартах на отдельные виды средств измерений.

В зависимости от вида погрешности средства измерения различают несколько способов нормирования погрешности.

Когда аддитивная погрешность преобладает над мультипликативной нормируют абсолютную или приведенную погрешность, т. к. нормирующее значение в этом случае выражается одним числом.

$$\Delta = \pm a$$

предел допускаемой относительной погрешности  $\delta$  будет изменяться по гиперболе

$$\delta = \frac{\Delta}{x} = \frac{a}{x}, \quad \gamma_{\text{прив}} = \frac{\Delta}{X_N} = \pm P,$$

$\Delta$  – пределы допускаемой абсолютной основной погрешности;  $X_N$  – нормирующее значение, выраженное в тех же единицах, что и  $\Delta$ ;  $P$  – отвлеченное положительное число, выбираемое из ряда:  $10^n$ ;  $1,5 \times 10^n$ ;  $2 \times 10^n$ ;  $2,5 \times 10^n$ ;  $4 \times 10^n$ ;  $5 \times 10^n$ ;  $6 \times 10^n$ , где  $n = 1; 0; -1; -2 \dots$

$X_N$  может приниматься равным:

- 1) конечному значению шкалы прибора, если нулевая отметка прибора находится на краю или вне шкалы;
- 2) номинальному значению, если прибор предназначен измерять величины, имеющие номинальные значения;
- 3) арифметической сумме конечных значений диапазона измерений, если шкала двусторонняя;
- 4) длине шкалы, если шкала резко нелинейная.

Максимальное значение приведенной погрешности  $\gamma_{\text{прив}}$  – пределы допускаемой приведенной погрешности как и пределы максимальной абсолютной погрешности используются для установления класса точности средства измерений.

Если мультипликативная преобладает над аддитивной погрешностью, нормируется предел допускаемой относительной погрешности, т. к. она будет постоянной по диапазону измерений и выражается одним числом.

$$\delta = \frac{\Delta}{X} = \pm g,$$

где  $g$  – положительное число, выбираемое из вышеуказанного ряда.

Когда присутствуют обе погрешности, нормируется предел допускаемой относительной погрешности. Формула нормирования:

$$\begin{aligned} \delta &= \pm \left( \frac{a + bx}{x} \right) = \frac{a}{x} + \frac{a}{x_k} + b - \frac{a}{x_k} = \left( b + \frac{a}{x_k} \right) + \frac{a}{x_k} \left( \left| \frac{x_k}{x} \right| - 1 \right) = \\ &= \pm \left[ c + d \left( \left| \frac{x_k}{x} \right| - 1 \right) \right], \end{aligned}$$

где  $x_k$  – конечное значение диапазона измерений, (предел измерения);  $c$  и  $d$  – положительные постоянные коэффициенты.

Из этой формулы видно, что  $\delta = c + d$ , при  $x = x_k / 2$ , и  $\delta = \pm c$ , при  $x = x_k$ , следовательно  $c$  – предел допускаемой относительной погрешности при максимальных показаниях прибора.

Если формулу преобразовать к виду  $\Delta = \pm [dx_k + (c - d)x]$  и предположить, что прибор показывает 0, то  $d$  определяет предел допускаемой приведенной погрешности (выраженный в процентах от верхнего предела измерений).

Класс точности средств измерений, у которых аддитивная и мультипликативная составляющие основной погрешности соизмеримы обозначается как  $c / d$ , причем это отношение должно быть больше 1.

### 1.3. Динамические характеристики аналоговых измерительных преобразователей и приборов

Динамические характеристики аналоговых приборов или их преобразователей определяются и имеют место при изменении входной величины во времени. При этом обычно требуется, чтобы выходная величина безошибочно отображала входную величину в процессе ее изменения в случае простых нефункциональных преобразователей или требуемую функцию в функциональных и операционных преобразователях. Например, устройство возведения в квадрат или интегратор должны представить на выходе соответствующую функцию входного сигнала – возведенного в квадрат или результат интегрирования.

Для математического описания динамических процессов при измерительном преобразовании необходимо знать временную зависимость входного сигнала и динамические свойства исследуемого преобразователя.

В общем случае выходную реакцию преобразователя  $Y(t)$  на входное воздействие  $X(t)$  можно записать в символическом виде

$$Y(t) = K_p X(t),$$

где  $K_p$  – оператор динамической системы, который является обобщением понятия коэффициента преобразования измерительного преобразователя во временной области. Конкретный же вид оператора зависит от структуры и параметров динамической системы (измерительного преобразователя).

Все реальные динамические системы теоретически можно считать системами нелинейными, нестационарными (с параметрами, зависящими от времени) и их параметры являются распределенными. Однако практически большинство измерительных преобразователей работают в линейной области их изменений. Поэтому для описания динамических характеристик преобразователей, а затем и всего измерительного прибора, можно использовать дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами. Например, измерительный преобразователь, имею-

щий две временные задержки, описывается дифференциальным уравнением второго порядка:

$$\frac{A_2 d^2 Y}{dt^2} + \frac{A_1 dY_1}{dt} = K_p X(t)$$

или более общего вида:

$$a_2 Y'' + a_1 Y' + a_0 Y = K_p X.$$

Постоянные времени  $A_1$  и  $A_2$  ( $a_2$ ,  $a_1$ ,  $a_0$ ) определяются экспериментальным путем. Зная их аналитическое выражение для входного воздействия можно описать динамические процессы на выходе преобразователя.

Когда же коэффициенты дифференциального уравнения определить экспериментальным путем невозможно, используют для оценки динамических свойств преобразований во временной области импульсную переходную (весовую) функцию  $g(t)$  или переходную функцию  $h(t)$ .

Обе функции представляют собой отклик динамической системы на тестовый сигнал. В первом случае на вход исследуемого преобразователя подается короткий импульс, именуемый единичным импульсом,  $\delta$ -функцией (дельта функцией) или функцией Дирака, во втором случае на вход исследуемого устройства подается тестовый сигнал в виде ступеньки, называемого единичной функцией.

Производная от единичной функции равна дельта функции. Дельта функция по определению обладает свойствами:

$$\delta(t) = 0, \text{ при } t \neq 0; \delta(t) = \infty, \text{ при } t = 0.$$

Выходной сигнал при произвольном входном воздействии  $X(t)$  выражается через импульсную переходную функцию  $g(t)$  посредством интегрального оператора вида

$$Y(t) = \int_0^t g(t-\tau)x(\tau)d\tau.$$

Переходная функция является откликом линейной динамической системы на входное воздействие в виде единичной функции  $1(t)$ , производная от которой является дельта функция, в связи с этим выходной сигнал при таком тестовом воздействии на линейную систему представляется в виде:

$$Y(t) = d/dt \int_0^t X(t-\tau)h(\tau)d\tau,$$

следовательно, выражается через переходную функцию.

Параметры переходной функции такие как время успокоения, время установления колебаний, период колебаний, время запаздывания и др. являются характеристикой динамических свойств аналоговых устройств.

С характеристиками преобразований во временной области однозначно связаны характеристики преобразования в частотной области такие как:

передаточная функция

$$K(S) = \frac{Y(S)}{X(S)} = \int_0^{\infty} g(t)e^{-St} dt$$

и комплексная частотная характеристика или комплексный коэффициент передачи, равный отношению комплексных выходных и входных величин

$$K(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \int_0^{\infty} g(t)e^{-j\omega t} dt,$$

как видно из выражений, являются, соответственно, преобразованием Лапласа и преобразованием Фурье импульсной переходной функции  $g(t)$ .

Комплексная частотная характеристика может быть получена непосредственно из дифференциального уравнения, применяя преобразование Лапласа. Кроме того, она записывается в алгебраической или показательной форме:

$$K(j\omega) = K(\omega) [\cos \phi(\omega) + j \sin \phi(\omega)] = K(\omega)e^{j\phi(\omega)}.$$

В полярной системе координат характеристика имеет название амплитудно-фазовой частотной характеристики. Зависимость модуля коэффициента передачи от частоты называют амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), а зависимость фазового сдвига от частоты – фазочастотной характеристикой (ФЧХ).

### Связь частотных и временных характеристик

Взаимосвязь между частотными и временными характеристиками измерительных преобразователей и аналоговых приборов определяются соответствующими дифференциальными уравнениями. Если дифференциальное уравнение решают с использованием функции единичного скачка в качестве входной величины, то получается переходная функция  $h(t)$ , из которой можно определить постоянные времени. Если в качестве входной величины использовать синусоидальную функцию, то можно получить частотную характеристику – комплексный коэффициент передачи  $K(j\omega)$ .

Так, для звена задержки второго порядка имеем дифференциальное уравнение вида:

$$a_2 y'' + a_1 y' + a_0 y = K_p x.$$

Если в это уравнение подставить входное воздействие

$$x = x_0 \exp(j\omega t)$$

и выходной сигнал

$$y = y_o \exp[j\omega t + \phi],$$

то получим

$$y(-a_2\omega^2 + a_1j\omega + a_0) = K_p x,$$

откуда определяем комплексный коэффициент передачи:

$$K(j\omega) = \frac{y}{x} = \frac{K_p}{(-a_2\omega^2 + a_1j\omega + a_0)}.$$

Дифференцирование последнего выражения с использованием производной в операторной форме позволяет получить передаточную функцию

$$G(p) = \frac{K_p}{(a_2p^2 + a_1p + a_0)},$$

описывающую динамические свойства средства измерений в области отображения (в операторной форме).

Дифференцирование с помощью оператора производной  $p$  представляет собой преобразование Лапласа в общем виде:

$$L\{x_e(t)\} = X_e(p).$$

Используя преобразование Лапласа, можно также определить взаимосвязь между временной функцией и ее представлением в области отображения. В частности, для переходной функции  $h(t)$

$$L\{h(t)\} = \frac{1}{pG(p)}.$$

Выражение для  $G(p)$  можно также представить в виде:

$$G(p) = \frac{Y(p)}{X(p)}.$$

Откуда следует

$$Y(p) = G(p)X(p).$$

В последнем выражении нельзя не усмотреть аналогию с выражением для передаточного коэффициента  $K_p$  при статических измерениях, соответствующая передаточной функции средства измерений, обладающего временной задержкой.

#### 1.4. Структурные схемы приборов АИУ

Структурные схемы, представляют соединения функциональных блоков прибора с указанием направления входного воздействия и реакцию на него. По виду структурной схемы можно определить характер и направление преобразования измеряемой величины.

Различают две самостоятельные структурные схемы – последовательную и параллельную, а также смешанную, представляющую собой



как параллельное, так и последовательное соединение измерительных преобразователей.

Последовательная схема имеет прямое преобразование и разомкнута, параллельная схема имеет замкнутый характер. Для приборов прямого преобразования, структурная схема которого имеет вид, показанный на рис. 1.2, характерно преобразование только в одном направлении от входной величины  $X$  до выходной величины  $Y$ .

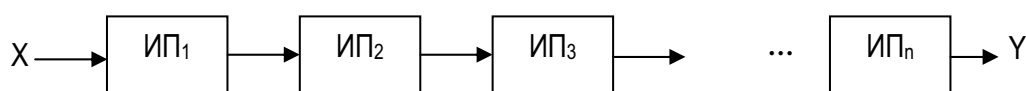


Рис. 1.2. Последовательная структурная схема

Структурную цепь простейших приборов прямого преобразования составляют такие функциональные блоки, как измерительная схема, измерительный механизм, отсчетные и регистрирующие устройства.

В приборах с замкнутой структурной схемой имеется две цепи: цепь прямого преобразования, включающие преобразователи  $ИП_1, ИП_2 \dots ИП_m$  и цепь обратного преобразования, содержащую преобразователи  $ОП_1, ОП_2 \dots ОП_n$  (рис. 1.3).

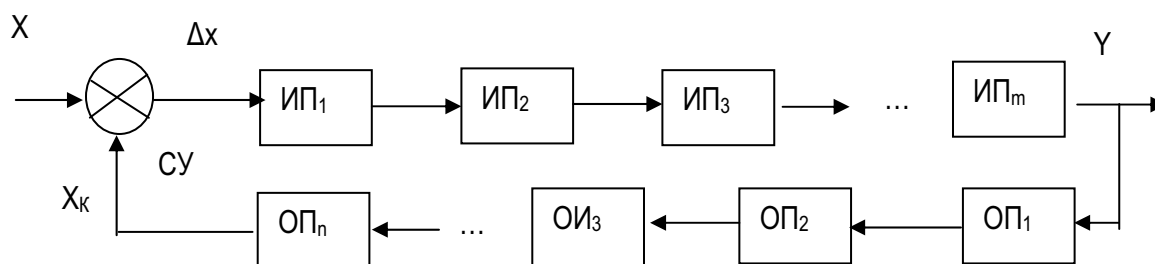


Рис. 1.3. Замкнутая (параллельная) структурная схема

Характерным звеном в замкнутой структурной схеме является устройство сравнения СУ, в котором определяется величина и знак разности  $\Delta X$  измеряемой  $X$  и компенсирующей  $X_k$  величин.

Величина  $\Delta X$  промежуточных преобразований в прямой цепи подвергается обратному преобразованию в обратной цепи. Таким образом, компенсирующая величина представляет ничто иное, как многократно преобразованную величину некомпенсации. Иногда одним из звеньев замкнутой цепи прибора является человек (оператор). Приборы, в которых процесс уравнивания осуществляется человеком, называют приборами с ручным уравниванием, в отличие от приборов автоматических.

В приборах смешанного преобразования, структурная схема которых приведена на рис. 1.4, на входе или на выходе замкнутой части схемы имеются дополнительные преобразователи.

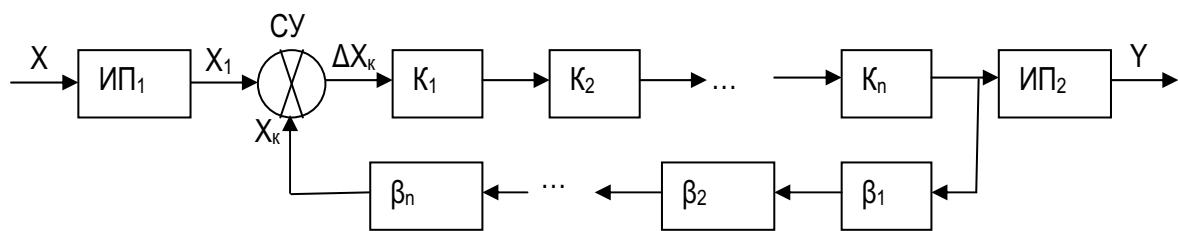


Рис. 1.4. Смешанная структурная схема

Автоматические (самоуравновешивающиеся) измерительные приборы с замкнутой структурной схемой могут иметь в прямой цепи звенья, т. е. измерительные преобразователи со статической или астатической характеристикой, в зависимости от этого различают приборы: автоматические измерительные приборы с неполной компенсацией, т. е. со статической характеристикой и автоматические приборы с полной компенсацией (астатические приборы).

В процессе измерения автоматическое уравнивание может быть как непрерывным, следующим за изменением измеряемой величины, так и мгновенным, действующим в течение короткого промежутка времени, последнее уравнивание носит название динамической компенсации.

Приборы с непрерывной компенсацией называют автоматическими приборами следящего преобразования, а приборы с динамической компенсацией – приборами развертывающего преобразования.

Как развертывающее, так следящее уравнивание может производиться по одному или нескольким параметрам. Входные величины могут при этом быть как электрическими, так и параметрическими сигналами.

## 1.5. Уравнения преобразования средств измерений

### 1.5.1. Последовательная структурная схема

В данной структурной схеме входной сигнал  $x$  преобразуется вначале промежуточной величины, а затем в  $y$  – выходной сигнал. Каждый  $i$ -й преобразователь, входящий в схему прибора, вносит изменение измеряемой величины в соответствии с его чувствительностью, т. е.:

$$dy_i = S_i dx_i.$$

Если преобразователи работают в линейной области, т. е. чувствительности постоянны при различных входных сигналах, то выходная величина:

$$y = K_1 K_2 \dots K_n x,$$

где  $K_1, K_2 \dots K_n$  – коэффициенты преобразования измерительных преобразователей, входящих в последовательную структурную схему.

Таким образом, в последовательной структурной схеме общий или результирующий коэффициент преобразования равен произведению коэффициентов преобразования отдельных преобразователей, т. е.

$$K = K_1 K_2 \dots K_n.$$

### 1.5.2. Параллельная структурная схема

Как следует из рис. 1.3, здесь имеем две последовательные схемы с различным по направлению преобразованием. В прямой цепи уравнения преобразования:

$$y = K_1 K_2 \dots K_n \Delta x;$$

в обратной цепи:

$$x_k = \beta_1 \beta_2 \dots \beta_m y,$$

где  $K_i$  и  $\beta_i$  – соответственно, коэффициенты преобразования прямой и обратной цепей. В сравниваемом устройстве входной сигнал и сигнал обратной цепи – компенсирующий сигнал, вычитаются.

В целом уравнение преобразования параллельной схемы может быть получено из решения системы уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} y = K_1 K_2 \dots K_n \Delta x \\ x_k = \beta_1 \beta_2 \dots \beta_m y \\ x - x_k = \Delta x \end{array} \right\},$$

т. е. 
$$y = \frac{K_1 K_2 \dots K_n}{1 + K_1 K_2 \dots K_n \beta_1 \beta_2 \dots \beta_m} x.$$

Известно, что произведение коэффициентов преобразования прямой и обратной цепей  $K\beta$  называют петлевым усилением. Таким образом, коэффициент преобразования параллельной структурной схемы, равный

$$S = \frac{y}{x} = \frac{K}{1 + K\beta},$$

в  $(1 + K\beta)$  раз, т. е. в петлевое усиление меньше коэффициента преобразования последовательной структурной схемы, где  $K$  и  $\beta$  результирующие коэффициенты преобразования прямой и обратной цепей.

## 1.6. Статические погрешности структурных схем приборов

Как уже было сказано, погрешности измерительных преобразователей имеют мультипликативный или аддитивный характер, поэтому выходная величина отличается от ее действительного значения.

Для *последовательной структурной схемы* определим *аддитивную* результирующую погрешность при включении 3-х измерительных преобразователей (рис. 1.5).

Каждый преобразователь имеет соответствующие коэффициент преобразования и погрешность.

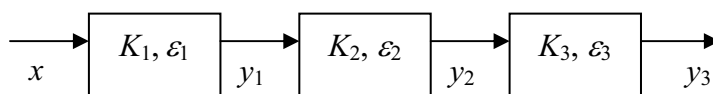


Рис. 1.5. Последовательная структурная схема с аддитивной погрешностью

Здесь  $K_1, K_2, K_3$  и  $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$  – соответственно, коэффициенты преобразования преобразователей и аддитивные погрешности на выходе.

Определим  $y_3 = y$ :

$$y = y_3 = \underbrace{\left[ \underbrace{(K_1 x + \varepsilon_1)}_{y_1} K_2 + \varepsilon_2 \right]}_{y_2} K_3 + \varepsilon_3.$$

Преобразуем последнее выражение, выделив последний сигнал  $K_1 K_2 K_3 x$ :

$$y = K_1 K_2 K_3 x \left[ 1 + \frac{K_2 K_3}{K_1 K_2 K_3 x} \varepsilon_1 + \frac{K_3}{K_1 K_2 K_3 x} \varepsilon_2 + \frac{\varepsilon_3}{K_1 K_2 K_3 x} \right]$$

$$\text{или } y = y_0 \left[ 1 + \frac{1}{K_1} \times \frac{\varepsilon_1}{x} + \frac{1}{K_2 K_3} \times \frac{\varepsilon_2}{x} + \frac{1}{K_1 K_2 K_3} \times \frac{\varepsilon_3}{x} \right].$$

Выражения в скобках представляют аддитивные погрешности 3-х преобразователей в относительном виде, т. е. приведены к сигналу на выходе.

Как видно из последней формулы расстановка преобразователей в последовательной структурной схеме для получения минимальной аддитивной погрешности имеет существенное значение, а именно: на первое место необходимо ставить преобразователь с наименьшим отношением  $\varepsilon / K$ , т. е. с малым дрейфом нуля и большим коэффициентом преобразования. Также видно, что относительная аддитивная погрешность растет с уменьшением величины входного сигнала.

Общую (результатирующую) мультипликативную погрешность последовательной структурной схемы для данного случая можно определить, если выходной сигнал определить с учетом  $\Delta K$  в каждом преобразователе:

$$\begin{cases} y_1 = (K_{10} \pm \Delta K_1)x; \\ y_2 = (K_{20} \pm \Delta K_2)y_1; \\ y_3 = y = (K_{30} \pm \Delta K_3)y_2. \end{cases}$$

Откуда после решения системы уравнения относительно  $y_3$  выходной сигнал с учетом мультипликативной погрешности каждого преобразователя может быть представлен в виде:

$$y = K_{10}K_{20}K_{30}x \left( 1 \pm \frac{\Delta K_1}{K_1} \pm \frac{\Delta K_2}{K_2} \pm \frac{\Delta K_3}{K_3} \right)$$

или

$$y = K_{10}K_{20}K_{30}x (1 \pm \gamma_1 \pm \gamma_2 \pm \gamma_3),$$

где  $K_{10}, K_{20}, K_{30}$  – номинальные или паспортные коэффициенты преобразования.

Общая мультипликативная погрешность последовательной структурной схемы складывается из мультипликативных погрешностей отдельных составляющих измерительных преобразователей, входящих в устройство (измерительный прибор).

В том случае, когда знаки погрешностей отдельных составляющих различны, применяется геометрическое сложение.

В *параллельной структурной схеме* мультипликативные и аддитивные погрешности имеют и прямая, и обратная цепь.

Необходимо отметить, что параллельная схема реализует метод преобразования, когда измеряемая величина или часть ее (при неполном уравновешивании) компенсируется известной величиной, которая формируется преобразователями обратной цепи. Отсюда следует, что погрешность обратной цепи должна быть меньше погрешностей прямой цепи, т. е. элементы обратной цепи должны быть, по возможности, образцовыми. В противном случае использование параллельной структурной схемы не имеет преимуществ. Эти утверждения покажем на формулах для погрешностей.

*Аддитивную* погрешность замкнутой структурной схемы можно определить из системы уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} y = K(\Delta x + \varepsilon') \\ x_k = y\beta \\ x = x_k = \Delta x \end{array} \right\},$$

где  $\varepsilon'$  – общая абсолютная аддитивная погрешность прямой цепи, приведенной ко входу прибора. Решая систему, получим уравнение преобразования:

$$y = \frac{Kx + K\varepsilon'}{1 + K\beta} = \frac{Kx}{1 + K\beta} + \frac{K\varepsilon'}{1 + K\beta} = \frac{Kx}{1 + K\beta} \left( 1 + \frac{\varepsilon'}{x} \right).$$

Как следует из выражения, относительная величина аддитивной погрешности не зависит от состояния структурной схемы. Другими словами аддитивная погрешность не уменьшается при использовании обратных связей в компенсационных приборах.

Для определения *мультипликативной* погрешности параллельной структурной схемы воспользуемся выражением для коэффициента передачи:

$$S = \frac{y}{x} = \frac{K}{1 + K\beta}.$$

Найдем через полный дифференциал относительное изменение коэффициента передачи:

$$\frac{dS}{S} = \frac{1}{1 + K\beta} \times \frac{dK}{K} - \frac{K\beta}{1 + K\beta} \times \frac{d\beta}{\beta};$$

$\frac{dK}{K} = \gamma_m$ ,  $\frac{d\beta}{\beta} = \gamma_\beta$  – относительные мультипликативные погрешности прямой и обратной цепей. Кроме того, введем относительную величину компенсации:

$$\delta_k - \frac{x_k}{x} = \frac{y\beta}{x} = \frac{K\beta}{1 + K\beta} \text{ и } (1 - \delta_k) = \frac{1}{1 + K\beta},$$

тогда

$$\frac{dS}{S} = (1 - \delta_k)\gamma_k - \delta_k\gamma_\beta.$$

Полученное соотношение определяет влияние прямой и обратной цепей на общую мультипликативную погрешность замкнутой структурной схемы:

- 1)  $\delta_k = 0$  – структурная схема разомкнута и  $\frac{dS}{S} = \gamma_k$ ;
- 2)  $\delta_k = 1$  – полная компенсация в замкнутой схеме и  $\frac{dS}{S} = \gamma_\beta$ .

На практике в компенсационных приборах глубина уравнивания выбирается из условия:

$$(1 - \delta_k)\gamma_k = \delta_k\gamma_\beta,$$

тогда

$$\delta_k^{on} = \frac{\gamma_k}{\gamma_k + \gamma_\beta}.$$

Если погрешности  $\gamma_k$  и  $\gamma_\beta$  имеют одинаковый знак, общая мультипликативная погрешность замкнутой структурной схемы равна нулю. При разных знаках погрешностей цепей:

$$\gamma_S = \frac{dS}{S} = 2\gamma_\beta.$$

Увеличение глубины уравнивания более  $\delta_k^{on}$  в компенсационных приборах не рекомендуется из-за неустойчивости прибора.

На практике обычно пренебрегают погрешностью обратной цепи, используя прецизионные измерительные преобразователи. Тогда результирующая погрешность параллельной структурной схемы может быть определена по формуле:

$$\frac{dS}{S} = \frac{1}{1 + K\beta} \times \frac{dK}{K}.$$

Таким образом, параллельная схема уменьшает мультипликативную погрешность прямой цепи  $1 + K\beta$  раз.

### 1.7. Способы выражения и нормирования пределов допускаемых погрешностей средств измерений (СИ). ГОСТы

Обобщенной метрологической характеристикой средств измерений, включающих меры, измерительные преобразователи, приборы и системы, является класс точности, который устанавливает допускаемые пределы всех погрешностей.

Мультипликативная и аддитивная погрешности СИ являются результатом действия различных факторов. Все они могут быть отнесены к двум группам: основным и дополнительным. При нормальных условиях окружающей среды погрешности СИ определяются основными погрешностями, а при отклонении условий эксплуатации от нормальных возникающие погрешности являются дополнительными погрешностями. Предельные значения основной и дополнительной погрешности определяют нормируемую характеристику СИ – класс точности. В соответствии с ГОСТ 8.401–80 класс точности СИ может быть установлен пределом абсолютной, относительной или приведенной погрешностями:

1)  $\Delta_1 = \pm a$  или  $\Delta_2 = \pm(a + bx)$  – предел допускаемой абсолютной погрешности.

2)  $\delta_1 = \Delta / x = \pm a / x$  или  $\delta_2 = \pm(a + bx) / x$  – предел допускаемой относительной погрешности.

3)  $\gamma_{пр1} = \Delta / x_{ном}$  – предел допускаемой приведенной погрешности, где величиной приведения  $x_{ном}$  является предел измерения или  $\gamma_{пр2} = \Delta L / L_p$  – предел допускаемой приведенной погрешности, где величина приведения  $L_p$  – рабочая часть шкалы.

Здесь  $a$  – аддитивная,  $bx$  – мультипликативная составляющие абсолютной погрешности,  $x$  – измеряемая величина,  $x_{ном}$  – номинальное (как

правило) максимальное значение измеряемой величины,  $\Delta L$ ,  $L_p$  – абсолютная погрешность и нормирующая величина, определенные через геометрические размеры нелинейной шкалы.

Класс точности записывается в виде целого числа, установленных ГОСТ 13600–68.

Класс точности приборов сравнения и цифровых приборов устанавливается по относительной двухчленной формулой:

$$\delta = c + d\left(\frac{x_k}{x} - 1\right).$$

Для средств измерений, у которых основную погрешность нормируют в виде пределов относительной или приведенной погрешности, класс точности равен этим пределам.

Для приборов, у которых предел основной погрешности определен по двухчленной формуле, в обозначении класса точности участвуют оба постоянных числа  $c$  и  $d$ , также округленных до чисел указанного ряда, а класс точности записывается отношением  $c/d$ .

### **Предел допустимого значения, математическое и среднее квадратическое отклонение систематической погрешности средств измерений данного типа**

Для характеристики случайной составляющей выбираются: предел допустимого значения среднего квадратического отклонения и спектральная плотность случайной составляющей средств измерений данного типа. Методика определения оценок вышеперечисленных характеристик приведена в ГОСТ 8.009–72.

ГОСТ 8.401–80 регламентирует обозначение классов точности.

Примеры обозначений приведены в табл. 3.

Таблица 3

*Классы точности*

Формула для определения пределов допускаемых погрешностей	Примеры пределов допускаемой погрешности	Обозначение класса точности		Примечание
		В документе	На средстве измерения	
$\Delta_1 = \pm a$	–	класс точности М	М	–
$\Delta_2 = \pm (a + bx)$	–	класс точности С	С	–
$\gamma_{np1} = \Delta / x_{ном}$	1,0	класс точности 1,0	1,0	$x_{ном}$ – предел измерения



Формула для определения пределов допускаемых погрешностей	Примеры пределов допускаемой погрешности	Обозначение класса точности		Примечание
		В документе	На средстве измерения	
$\gamma_{np2} = \Delta L / L_p$	4,0	класс точности 4,0	4,0 ∨	$L_p$ – рабочая длина шкалы
$\delta_1 = \Delta / x = \pm a / x$	0,5	класс точности 0,5	0,5	–
$\delta = c + d \left( \frac{x_k}{x} - 1 \right)$	1,0 / 0,5	класс точности 1,0 / 0,5	1,0 / 0,5	–

### 1.8. Контрольные вопросы к первой главе

1. Что такое мультипликативная погрешность?
2. Каким образом мультипликативная погрешность оказывает влияние на показания прибора?
3. Привести примеры устройств с мультипликативной погрешностью.
4. Что такое аддитивная погрешность?
5. Каким образом аддитивная погрешность оказывает влияние на показания прибора?
6. Привести примеры устройств с аддитивной погрешностью
7. Каким образом связаны между собой понятия: чувствительность, цена деления и постоянная прибора?
8. Что такое средство измерения (СИ)?
9. Классификация средств измерений.
10. Метрологические характеристики СИ.
11. Что такое диапазон измерения, время установления показаний?
12. Изобразить структурные схемы СИ.
13. Чем отличается измерительный прибор от измерительного преобразователя?
14. Перечислить характеристики измерительного преобразователя?
15. Привести примеры основной и дополнительной погрешности.
16. Изобразить последовательную структурную схему, записать систему уравнения и получить уравнения преобразования для общего коэффициента передачи.
17. Вывести формулы для расчета мультипликативной и аддитивной погрешности последовательной структурной схемы.

18. Привести параллельную схему СИ, записать систему уравнений, описывающих отдельные звенья структуры, вывести уравнение преобразования и погрешности.
19. В каких случаях и почему в параллельной схеме уменьшается мультипликативная погрешность?
20. Каким образом устанавливается класс точности СИ?
21. Как определяется погрешность измерения, зная класс точности?
22. Почему погрешность измерения приборами, класс точности которых установлен по приведенной погрешности, больше в начале шкалы, чем в конце?
23. Как определить погрешность измерения у прибора, имеющего нелинейную шкалу?
24. В каких случаях и для чего класс точности устанавливается относительной двухчленной формулой?
25. Дать определение динамической погрешности.
26. Перечислить динамические характеристики измерительных преобразователей.
27. Как определить динамические характеристики линейного преобразователя при синусоидальном входном воздействии?
28. Какие тестовые сигналы применяются для исследования динамических характеристик измерительных преобразователей и приборов?
29. Как устанавливается предел допускаемой дополнительной погрешности средств измерений?

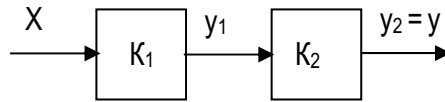
## 1.9. Примеры решений контрольных заданий по первой главе

### Задание № 1

#### *Уравнения преобразования средств измерений по структурным схемам*

#### **Пример 1–1. Последовательная структурная схема**

- Дано: 1. Номинальный коэффициент передачи первого звена  $K_{01} = 100$ .
2. Номинальный коэффициент передачи второго звена  $K_{02} = 0,5$ .
3. Мультипликативная погрешность первого звена  $\gamma_{K1} = 1 \%$ .
4. Аддитивная погрешность первого звена  $\varepsilon_1 = 1$  мВ.
5. Соответственно, погрешности второго звена (преобразователя) равны:  $\gamma_{K2} = 0,1 \%$  и  $\varepsilon_2 = 2$  мВ.
6. Входной сигнал  $X = 1$  мВ.
- Определить выходной сигнал, результирующий коэффициент передачи, результирующие мультипликативную и аддитивную погрешности.



Составим систему уравнений, описывающую связь преобразователей в параллельной структурной схеме.

Система уравнений с учетом мультипликативной погрешности:

$$\begin{cases} K_1 = K_{01} \pm \Delta K; \\ K_2 = K_{02} \pm \Delta K; \\ y = KX; \\ y_1 = K_1 X; \\ y = y_1 K_2. \end{cases}$$

- **Нахождение выходного сигнала в идеальной форме:**

$$y = y_1 K_2 = K_1 K_2 X;$$

$$y = 100 \times 0,5 \times 1 \text{ мВ} = 50 \text{ мВ}.$$

- **Нахождение выходного сигнала с мультипликативной погрешностью:**

$$\begin{aligned} y &= y_1 (K_{02} \pm \Delta K_2) = y_1 K_{02} \pm y_2 \Delta K_2 = \\ &= y_1 K_{02} \left( 1 \pm \frac{\Delta K_2}{K_{02}} \right) = K_{01} K_{02} \left( 1 \pm \frac{\Delta K_1}{K_{01}} \right) \left( 1 \pm \frac{\Delta K_2}{K_{02}} \right) = \\ &= K_{01} K_{02} (1 \pm \gamma_{K_{01}} \pm \gamma_{K_{02}}) = K_{01} K_{02} (1 \pm \gamma_{\text{Крез}}). \end{aligned}$$

Относительная мультипликативная погрешность равна:

$$\gamma_{\text{Крез}} = \frac{\Delta K_1}{K_{01}} \pm \frac{\Delta K_2}{K_{02}} = \gamma_{K_{01}} \pm \gamma_{K_{02}};$$

$$\gamma_{\text{рез}} = 1\% + 0,1\% = 1,11\% = 0,01 + 0,001 = 0,011.$$

Абсолютная мультипликативная погрешность равна:

$$\begin{aligned} y &= y_1 K_{02} (1 \pm \gamma_{K_{02}}) = (K_{01} \pm \Delta K_1)(K_{02} \pm \Delta K_2) = \\ &= K_{01} K_{02} + (K_{01} \Delta K_2 + K_{02} \Delta K_1); \end{aligned}$$

$$\Delta K = K_{01} \Delta K_2 + K_{02} \Delta K_1.$$

Выходной сигнал с мультипликативной погрешностью равен

$$y = K_{01} K_{02} (1 \pm \gamma_{\text{Крез}}) = 50 \text{ мВ} \times (1 \pm 0,011) = (50 \pm 0,55) \text{ мВ}.$$

- **Нахождение выходного сигнала с аддитивной погрешностью:**

$$\begin{cases} y_1 = K_1 X + \varepsilon_1; \\ y_2 = K_2 X + \varepsilon_{21}. \end{cases}$$

$$y_1 = (K_1 X + \varepsilon_1) K_2 + \varepsilon_2 = K_1 K_2 X + \varepsilon_1 K_2 + \varepsilon_2.$$

Аддитивная погрешность равна:

$$\varepsilon = \varepsilon_1 K_2 + \varepsilon_2 = 1 \times 0,5 + 2 = 2,5 \text{ мВ.}$$

Выходной сигнал с учетом аддитивной погрешности равен:

$$y = K_1 K_2 X \pm (\varepsilon_1 K_2 + \varepsilon_2) = (50 \pm 2,5) \text{ мВ.}$$

Относительная аддитивная погрешность определяется отношением абсолютной аддитивной помехи (погрешности) к полезному сигналу. Для выходных сигналов относительная погрешность равна:

$$\gamma_{\text{add}} = \frac{\varepsilon}{K_{01} K_{02} x} = \frac{\varepsilon_1 K_{02} + \varepsilon_2}{K_{01} K_{02} x} = \frac{2,5 \text{ мВ}}{50 \times 1 \text{ мВ}} = 0,05 = 5 \%.$$

Выходная величина с учетом аддитивной и мультипликативной погрешности:

$$y = (50 \pm 0,55 \pm 2,5) \text{ мВ.}$$

**Выходной сигнал с учетом погрешностей:**

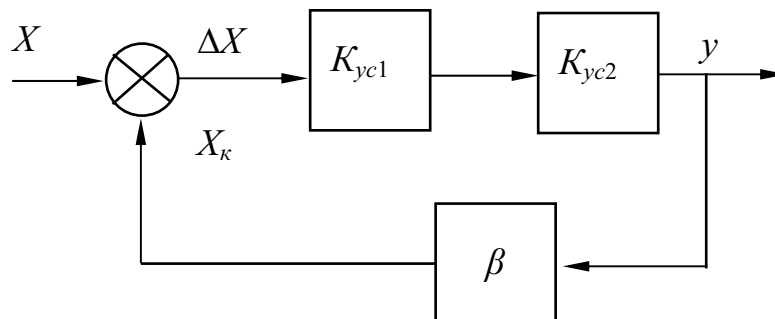
$$U_{\text{вых}}^{\text{идеал}} = 50 \text{ мВ;}$$

$$U_{\text{вых}}^{\text{мульти}} = (50 \pm 0,55) \text{ мВ;}$$

$$U_{\text{вых}}^{\text{add}} = (50 \pm 2,5) \text{ мВ;}$$

$$U_{\text{вых}}^{\text{реал}} = (50 \pm 2,5 \pm 0,55) \text{ мВ.}$$

**Пример 1–2. Дана параллельная структурная схема**



**Задание:** определить результирующий выходной сигнал, результирующие мультипликативную и аддитивную погрешности.

Исходные данные преобразователей.

1. Номинальный коэффициент передачи первого звена  $K_{01} = 100$ .
2. Мультипликативная погрешность первого звена  $\gamma_{K1} = 1 \%$ .
3. Аддитивная погрешность первого звена  $\varepsilon_1 = 1$  мВ.
4. Номинальный коэффициент передачи второго звена  $K_{02} = 0,5$ .
5. Погрешности второго звена (преобразователя) равны:  $\gamma_{K2} = 0,1 \%$  и  $\varepsilon_2 = 2$  мВ.
6. Коэффициент передачи обратного преобразователя  $-\beta = 0,8$ .  
Входной сигнал:  $X = 2$  мВ.

### Решение

Составим систему уравнений, описывающую связь преобразователей в параллельной структурной схеме:

$$\left\{ \begin{array}{l} y = \Delta XK; \\ y_2 = y_1 K_2 = K_1 K_2 \Delta X; \\ X_K = \beta y_2; \\ X = X_K + \Delta X; \\ S = \frac{y}{X}; \\ K = K_1 K_2. \end{array} \right.$$

- **Нахождение выходного сигнала в идеальной форме:**

$$y = \Delta XK_1 K_2 = K_1 K_2 (X - \beta y_2) = K_1 K_2 X - K_1 K_2 \beta y_2$$

$$y + K_1 K_2 \beta y_2 = K_1 K_2 X;$$

$$y = \frac{K_1 K_2 X}{1 + K_1 K_2 \beta}.$$

- **Нахождение выходного сигнала с мультипликативной погрешностью.**

Обозначим результирующий коэффициент передачи всей структуры прибора:

$$S = S_0 \pm \Delta S = S_0 \left( 1 \pm \frac{\Delta S}{S_0} \right) = S_0 (1 \pm \gamma_S),$$

где  $\gamma_S = \frac{\Delta S}{S_0}$  – мультипликативная погрешность параллельной структурной схемы.

Определим из системы уравнений результирующий коэффициент

$$S = \frac{y}{x} = \frac{K_1 K_2 x}{(1 + \beta K_1 K_2) x} = \frac{K}{(1 + \beta K)};$$

$$S = \frac{y}{x} = \frac{K}{(1 + \beta K)} = \frac{100 \times 0,5}{(1 + 0,8 \times 50)} = \frac{50}{41} \cong 1,22.$$

Чтобы определить абсолютную и относительную мультипликативную погрешность, возьмем полный дифференциал полученного выражения

$$dS = \frac{\partial S}{\partial K} dK + \frac{\partial S}{\partial \beta} d\beta.$$

Найдем частные производные:

$$1. \quad \frac{\partial S}{\partial K} = \left( \frac{K}{1 + K\beta} \right)' = \frac{1}{(1 + K\beta)^2}.$$

$$2. \quad \frac{\partial S}{\partial \beta} = \left( \frac{K}{1 + K\beta} \right)' = -\frac{K^2}{(1 + K\beta)^2}.$$

Тогда

$$3. \quad dS = \frac{1}{(1 + K\beta)^2} dK - \frac{K^2}{(1 + K\beta)^2} d\beta.$$

4. Подставим частные производные в выражение для полного дифференциала:

$$\gamma_s = \frac{\partial S}{S} = \frac{\left( \frac{1}{(1 + K\beta)^2} dK - \frac{K^2}{(1 + K\beta)^2} d\beta \right)}{\left( \frac{K}{1 + K\beta} \right)} = \frac{\left( \frac{1}{(1 + K\beta)^2} dK \right)}{\left( \frac{K}{1 + K\beta} \right)} - \frac{\left( \frac{K^2}{(1 + K\beta)^2} d\beta \right)}{\left( \frac{K}{1 + K\beta} \right)} =$$

$$= \frac{(1 + K\beta)}{K(1 + K\beta)^2} dK - \frac{(1 + K\beta)K^2}{K(1 + K\beta)^2} d\beta = \frac{dK}{K} \times -\frac{d\beta}{\beta} \times \frac{K\beta}{1 + K\beta} = \gamma_K \frac{1}{1 + K\beta} - \gamma_\beta \frac{K\beta}{1 + K\beta},$$

где  $\gamma_K$  и  $\gamma_\beta$  – мультипликативные погрешности прямого и обратного преобразователей.

Принимая погрешность обратного преобразователя, равной нулю, относительная мультипликативная погрешность параллельной структуры прибора равна:

$$\gamma_s = \frac{\partial S}{S} = \gamma_K \frac{1}{1 + K\beta} = 1,1 \% \times \frac{1}{1 + 50 \times 0,8} = 1,15 \times 0,024.$$

- **Нахождение выходного сигнала с аддитивной погрешностью:**

для нахождения результирующей аддитивной погрешности параллельной структурной схемы составим систему уравнений, введя в выходной сигнал результирующую аддитивную погрешность прямой цепи.

$$\begin{cases} y = \Delta x \cdot K + \varepsilon; \\ \Delta x = x - x_K; \\ x_K = y\beta. \end{cases}$$

**Решим систему уравнений относительно выходного сигнала:**

$$y = (x - x_K)(K \pm \varepsilon);$$

$$y = (x - y\beta)(K \pm \varepsilon);$$

$$y(1 + K\beta) = (Kx \pm \varepsilon).$$

Выходной сигнал в параллельной структурной схеме с учетом аддитивной погрешности выражается формулой:

$$y = \frac{Kx \pm \varepsilon}{1 + K\beta} = \frac{Kx}{1 + K\beta} \pm \frac{\varepsilon}{1 + K\beta}.$$

Абсолютная аддитивная погрешность параллельной структурной схемы равна  $\varepsilon_0 = \frac{\varepsilon}{1 + K\beta}$ .

Подставив числовые значения, получим абсолютную погрешность в параллельной схеме:

$$\varepsilon_0 = \frac{2,5 \text{ мВ}}{1 + 50 \times 0,8} = 0,06 \text{ мВ}.$$

Знак погрешности, в общем случае, может быть неизвестен или не задан, тогда необходимо перед числовым результатом ставить знак «плюс–минус» ( $\pm$ ).

Относительная аддитивная погрешность параллельной структурной схемы определяется отношением сигнала аддитивной помехи к полезному сигналу на выходе:

$$\gamma_{\text{add}} = \frac{\frac{\varepsilon}{1 + K\beta}}{\frac{Kx}{1 + K\beta}} = \frac{\varepsilon}{Kx}.$$

Таким образом, относительная аддитивная погрешность в параллельной схеме осталась как в последовательной структурной схеме, т. е.

$$\gamma_{\text{add}} = \frac{\frac{\varepsilon}{1 + K\beta}}{\frac{Kx}{1 + K\beta}} = \frac{\varepsilon}{Kx} = \frac{2,5 \text{ мВ}}{50 \text{ мВ}} = 0,05 = 5 \text{ \%}.$$

Запишем уравнения выходного сигнала в идеальной форме, и с учетом погрешностей.

$$1. \quad y_{идеал} = Sx = \frac{Kx}{1 + \beta K}.$$

$$2. \quad y_{abc}^{МП} = Sx \pm \Delta Sx.$$

$$3. \quad y_{отн}^{МП} = Sx \left( 1 + \frac{\Delta S}{S} \right) = Sx(1 + \gamma_S).$$

$$4. \quad y_{abc}^{add} = Sx \pm \frac{\varepsilon}{1 + K\beta}.$$

$$5. \quad y_{отн}^{add} = Sx \left( 1 + \frac{\varepsilon}{Sx(1 + K\beta)} \right) = Sx \left( 1 + \frac{\varepsilon}{Kx} \right).$$

### Выводы по заданию № 1

1. Обе структурные схемы применяются в аналоговых приборах, каждая из них имеет свои достоинства и недостатки.
2. Последовательная структурная схема отличается достаточной точностью, но значительно проще реализуется в приборах.
3. Динамические погрешности последовательных структур можно рассчитывать, не рассматривая вопросы устойчивости.
4. Параллельная структурная схема отличается возможностью уменьшать погрешности с мультипликативной помехой.

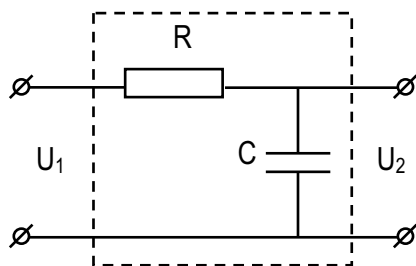


**Задание № 2**  
**Определение динамических характеристик**  
**последовательной структурной схемы**

**2–1. Дана цепь первого порядка**

Определить и построить амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) и фазо-частотную характеристику (ФЧХ) при следующих параметрах цепи:  $R = 1 \text{ кОм}$ ,  $C = 0,1 \text{ мкФ}$ .

Схема первого порядка (одно звено преобразования), рис. 1.



*Рис. 1. Схема первого порядка*

**Решение**

Запишем основные соотношения для цепи первого порядка

$$K(j\omega) = |K(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$

$$I = \frac{U_1}{Z}, U_2 = IX_C, Z = R + X_C;$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C}, Z = R + \frac{1}{j\omega C} = R - j\frac{1}{\omega C}.$$

Путем подстановки находим коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega CR},$$

заменяя  $CR = \tau$ , представляем коэффициент передачи через новую переменную, находим АЧХ – зависимость коэффициент передачи от частоты:

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}.$$

Находим модуль коэффициента передачи

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}.$$

Приравнивая модуль коэффициент передачи

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{cp}^2 \tau^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

находим частоту среза:

$$\omega_{cp} = \frac{1}{\tau}.$$

Строим АЧХ – зависимость коэффициента передачи от частоты.

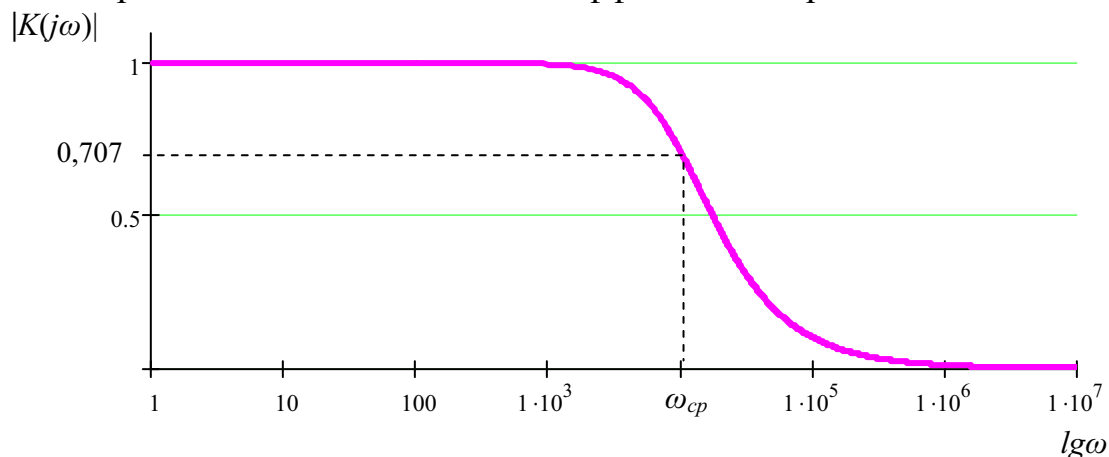


Рис. 2

Находим зависимость фазы коэффициента передачи от частоты, как отношение мнимой составляющей коэффициента передачи к вещественной составляющей:

$$\varphi(j\omega) = \text{arctg}\omega\tau.$$

Подставляя числовые значения в полученное выражение, строим ФЧХ – фазо-частотную характеристику.

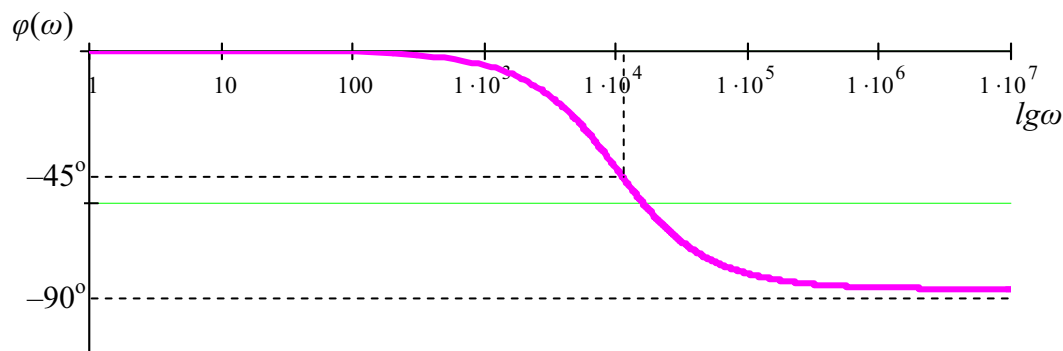


Рис. 3

На характеристиках пунктирно показана частота среза и значения соответствующих функций: на АЧХ – 0,707, на ФЧХ –  $45^\circ$ .

## 2-2. Схема второго порядка – последовательное соединение двух звеньев

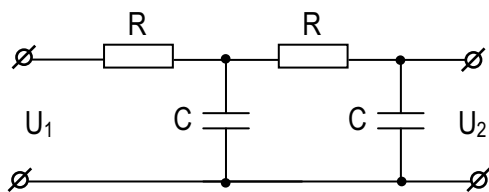


Рис. 4. Схема второго порядка

Для нахождения коэффициента передачи воспользуемся матричным методом.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R} & -\frac{1}{R} & 0 \\ -\frac{1}{R} & \frac{2}{R} + pC & -\frac{1}{R} \\ 0 & -\frac{1}{R} & \frac{1}{R} + pC \end{bmatrix}.$$

$$\text{Находим: } \Delta_{11} = \left(\frac{2}{R} + pC\right) \times \left(\frac{1}{R} + pC\right) - \left(-\frac{1}{R}\right)^2 = \left(\frac{1}{R^2} + \frac{3pC}{R} + p^2C^2\right)$$

$$\text{и } \Delta_{13} = \frac{1}{R^2}.$$

Коэффициент передачи цепи второго порядка

$$K(p) = \frac{\Delta_{13}}{\Delta_{11}} = \frac{\frac{1}{R^2}}{\frac{1}{R^2} + \frac{3pC}{R} + p^2C^2} = \frac{1}{1 + 3pCR + p^2C^2R^2}.$$

Заменяем  $CR = \tau$ .

$$\text{Тогда } K(p) = \frac{1}{1 + 3p\tau + p^2\tau^2}.$$

Вводя новую переменную, получим коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + 3j\omega\tau - \omega^2\tau^2}.$$

Модуль коэффициента передачи цепи второго порядка

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2\tau^2)^2 + 9\omega^2\tau^2}}.$$

По полученной формуле строим АЧХ цепи второго порядка.

$$\text{Приравняв модуль } \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega_{cp}^2\tau^2)^2 + 9\omega_{cp}^2\tau^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

находим частоту среза из выражения

$$7\omega_{cp}^2\tau^2 + \omega_{cp}^4\tau^4 = 1.$$

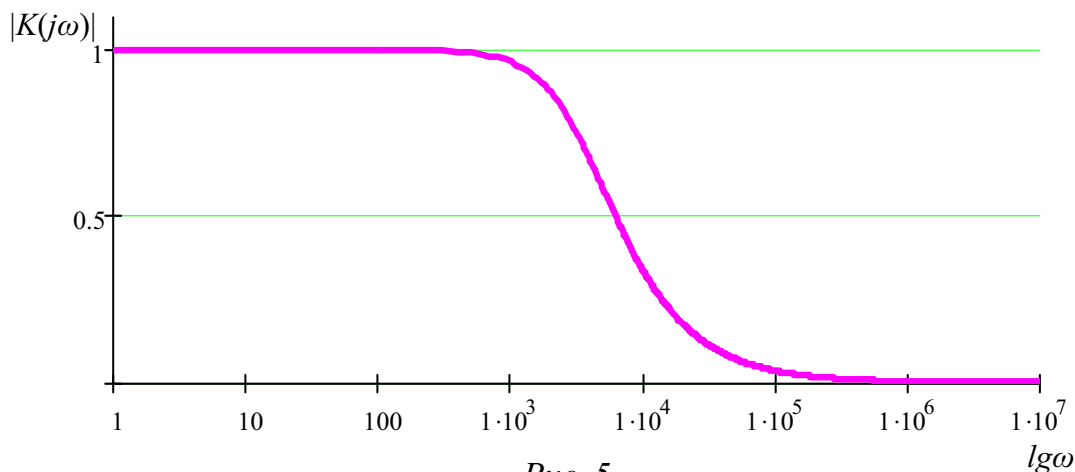


Рис. 5

Подставляя значение для постоянной интегрирования, получим

$$\omega_{cp} = 3742,4 \text{ Гц} .$$

Фазочастотная характеристика находится из комплексного коэффициента передачи как отношение мнимой и вещественной составляющих в знаменателе:

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg}\left(\frac{3\omega\tau}{1 - \omega^2\tau^2}\right).$$

По полученной формуле строим ФЧХ цепи второго порядка

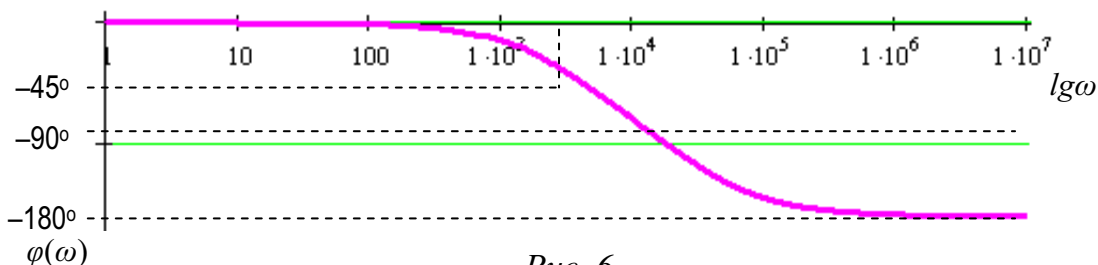


Рис. 6

### Выводы

1. Характер АЧХ и ФЧХ цепи второго порядка остался, как у цепи первого порядка.
2. ФЧХ отличаются тем, что предельные значения фазовых сдвигов соотносятся как 90 градусов на каждый порядок цепи.
3. Максимальная крутизна АЧХ у цепи первого порядка составляет – 20 дБ/дек, цепи второго порядка – 40 дБ/дек.
4. Частота среза с повышением порядка уменьшается непропорционально.

### 2–3. Схема третьего порядка – последовательное соединение трех звеньев

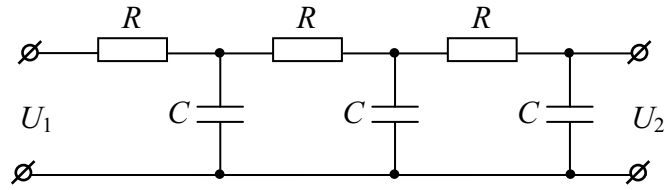


Рис. 7. Схема третьего порядка

Подобным образом находятся характеристики цепи третьего порядка.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R} & -\frac{1}{R} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{R} & \frac{2}{R} + pC & -\frac{1}{R} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R} & \frac{2}{R} + pC & -\frac{1}{R} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R} & \frac{1}{R} + pC \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \Delta_{11} &= \left(\frac{2}{R} + pC\right)^2 \times \left(\frac{1}{R} + pC\right) - \left(-\frac{1}{R}\right)^2 \times \left(\frac{1}{R} + pC\right) - \left(-\frac{1}{R}\right)^2 \times \left(\frac{2}{R} + pC\right) = \\ &= \frac{1}{R^3} + \frac{6pC}{R^2} + \frac{5p^2C^2}{R} + p^3C^3 \times \Delta_{14} = -\frac{1}{R^3}. \end{aligned}$$

Коэффициент передачи цепи третьего порядка:

$$K(p) = \frac{\Delta_{14}}{\Delta_{11}} = \frac{1}{1 + 6pCR + 5p^2C^2R^2 + p^3C^3R^3} = \frac{1}{1 + 6p\tau + 5p^2\tau^2 + p^3\tau^3},$$

откуда находим формулу для АЧХ цепи третьего порядка:

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + 6j\omega\tau - 5\omega^2\tau^2 - j\omega^3\tau^3}.$$

Находим модуль коэффициента передачи:

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(6\omega\tau - \omega^3\tau^3)^2 + (1 - 5\omega^2\tau^2)^2}},$$

строим АЧХ и приравниваем 0,707:

$$\frac{1}{\sqrt{(6\omega\tau - \omega^3\tau^3)^2 + (1 - 5\omega^2\tau^2)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Находим частоту среза из равенства

$$(6\omega_{cp}\tau - \omega_{cp}^3\tau^3)^2 + (1 - 5\omega_{cp}^2\tau^2)^2 = 2,$$

после подстановки числовых значений определяем

$$\omega_{cp} = 1943 \text{ Гц.}$$

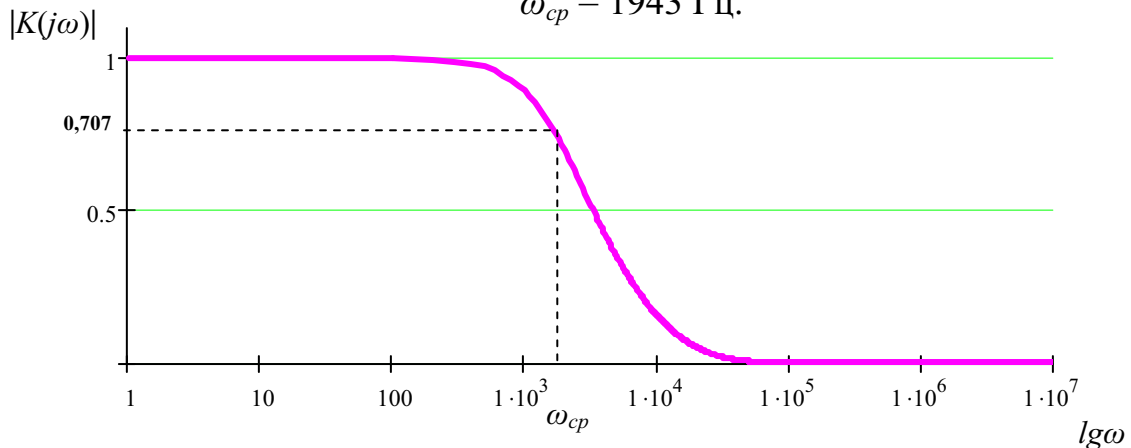


Рис. 8

Определяем из выражения для комплексного коэффициента передачи уравнение для фазо-частотной характеристики – ФЧХ:

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg} \left( \frac{6\omega\tau - \omega^3\tau^3}{1 - 5\omega^2\tau^2} \right).$$

По приведенному уравнению строим ФЧХ, рис. 9.

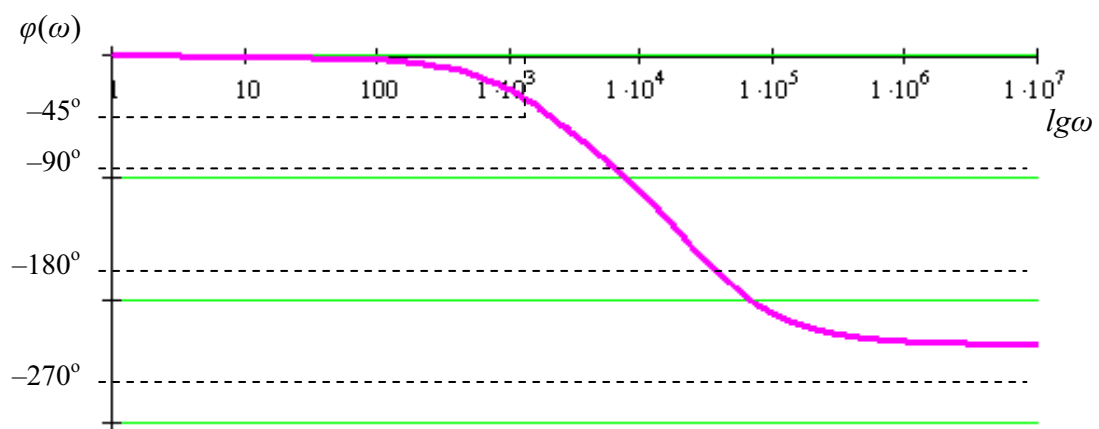


Рис. 9

### Выводы

1. Крутизна амплитудно-частотной характеристики еще более увеличилась и составляет 60 дБ/дек.
2. Фазовый сдвиг асимптотически стремится к углу 270 градусов при увеличении частоты входного напряжения.
3. Частота среза уменьшилась почти вдвое.

### Задание № 3

#### Классы точности

1. Классы точности приборов, определенные по допустимым пределам погрешностей, пояснить на примерах сгенерированных данных.

2. Исходя из указанного класса точности и сгенерированной таблицы данных, показать на примере расчет погрешности измерения данным прибором.

#### 3–1. Класс точности определен по максимальной абсолютной погрешности

Привести (сгенерировать) таблицу данных для прибора с пределом измерения  $X = 100$  В и классом точности 0,05 (В).

$X_0$	$X$	$\Delta X$
10	9,97	-0,03
20	19,95	-0,05
30	30,03	0,03
40	40,01	0,01
50	49,97	-0,03
60	60,01	0,01
70	70,02	0,02
80	79,97	-0,03
90	90,01	0,01
100	100,03	0,03

Пусть прибор имеет 10 делений. В таблице первый столбец – показания образцового прибора, второй столбец – показания нашего прибора, третий столбец – абсолютная погрешность.

Из приведенной таблицы виртуальной поверки следует, что максимальная величина абсолютной погрешности (-0,05) В. Следовательно, допустимые пределы абсолютной погрешности равны:  $\pm 0,05$  В.

Таким образом, пределы допустимой погрешности средства измерения ограничены интервалом (-0,05...+0,05) В.

Таблица данных сгенерирована правильно.

Погрешность измерения данным прибором определяется по формуле:

$$\gamma_{изм} = \frac{0,05}{X} 100\%.$$

Например, при измерении 10 В погрешность равна 0,5 %.

#### 3–2. Класс точности определен по максимальной приведенной погрешности

1. Привести (сгенерировать) таблицу данных для прибора с пределом измерения  $X = 100$  В и классом точности 1,0 (%) – по максимальной приведенной погрешности.

2. Привести пример определения погрешности измерения с помощью данного прибора.

Таблица сгенерированных данных виртуальной поверки прибора

$X_0$	$X$	$\Delta X$	$\gamma_{прив}$
10	10,07	0,07	0,07
20	19,4	-0,6	-0,6
30	29,6	-0,4	-0,4
40	40,75	0,75	0,75
50	50,7	0,7	0,7
60	60,2	0,2	0,2
70	69,4	-0,6	-0,6
80	80,9	0,9	<b>0,9</b>
90	90,38	0,38	0,38
100	100,77	0,77	0,78

Максимальная приведенная погрешности из таблицы поверки составляет 0,9 %.

Таким образом, пределы допустимой погрешности средства измерения ограничены интервалом (-0,9...+0,9) %. Следовательно, класс точности, определенный по максимальной приведенной погрешности равен 1,0 (допустимая приведенная погрешность округляется до большего значения в ряду: 1; 1,5; 2,0; 4,0; 5,0;  $6,0 \times 10^n$ , где  $n = 0, -1, -2$ .)

Погрешность измерения с прибором класса точности, определенной по приведенной погрешности, равна мак-

симальной относительной погрешности, в которой максимальная ошибка – абсолютная погрешность  $\Delta x_{\max} = \gamma_{прив} \frac{X_{\max}}{100}$ , в данном приборе постоянна во всех точках шкалы и равна 1 вольту.

Пример, измерение при  $x = 10$  В. Погрешность измерения – 10 %.

Приведенные примеры характеризуют приборы с равнозначными оценками погрешности их измерений.

### 3–3. Класс точности определен по максимальной относительной погрешности

1. Привести (сгенерировать) таблицу данных для прибора с пределом измерения  $X = 100$  В и классом точности 1,0 (%) – по максимальной относительной погрешности.

Таблица сгенерированных данных виртуальной поверки прибора

$X_0$	$X$	$\Delta X$	$\delta, \% = \frac{\Delta X}{X}$
10	10,05	0,05	0,5
20	20,1	0,1	0,5
30	30,3	0,3	<b>1,0</b>
40	40,1	0,1	0,25
50	49,9	-0,1	-0,2
60	59,8	-0,2	-0,33
70	69,8	-0,2	-0,28
80	80,1	0,1	0,12
90	90,2	0,2	0,22
100	99,7	-0,3	-0,3

Максимальная относительная погрешности из таблицы поверки составляет 1,0 %.

Таким образом, пределы допустимой погрешности средства измерения ограничены интервалом (-1,0...+1,0) %. Следовательно, класс точности, определенный по максимальной относительной погрешности равен 1,0 (допустимая приведенная погрешность округляется до большего значения в ряду: 1; 1,5; 2,0; 4,0; 5,0;  $6,0 \times 10^n$ , где  $n = 0, -1, -2$ .)



Погрешность измерения с прибором класса точности, определенной по относительной погрешности, во всех точках данного предела измерения постоянна и равна классу точности.

Таким образом, результаты измерений записываются как:

$$X = 10 \text{ В} \pm \delta = 10 \pm 1,0 \text{ \%};$$

$$X = 100 \text{ В} \pm \delta = 100 \pm 1,0 \text{ \%}.$$

2. Привести пример определения погрешности измерения с помощью данного прибора.

### Выводы

1. Класс точности прибора, определенный по относительной погрешности, имеет равнозначные пределы допустимой погрешности на шкале прибора.

2. В приборах с классом точности по относительной погрешности занижена оценка погрешности при малых значениях шкалы.

### 3–4. Класс точности определен по максимальной относительной двухчленной формуле погрешности

Привести (сгенерировать) таблицу данных для цифрового прибора с пределом измерения  $X = 100 \text{ В}$  и классом точности  $C/d = 0,1/0,05$ , определенной по двухчленной формуле.

1. Привести (сгенерировать) таблицу данных для цифрового прибора с пределом измерения  $X = 100 \text{ В}$  и классом точности  $C/d = 0,1/0,05$ , определенной по двухчленной формуле.

2. Привести пример определения погрешности измерения с помощью данного прибора.

*Таблица сгенерированных данных виртуальной поверки прибора*

$X_0$	$X$	$\Delta X$	$\delta_{\max}$
10	10,05	0,05	0,5
20	20,1	0,1	0,5
30	30,13	0,13	0,4
40	40,1	0,1	0,2
50	49,9	0,1	0,2
60	59,98	0,02	0,0
70	69,8	0,2	0,3
80	80,1	0,1	0,1
90	90,2	0,2	0,2
100	99,7	0,3	0,3

Для цифровых приборов и приборов сравнения класс точности определяется максимальной относительной погрешностью, выражаемой формулой:

$$|\delta_{\max}| = c + d \left( \frac{X_K}{X} - 1 \right).$$

Формулу для относительной погрешности раскроем через составляющие допустимых погрешностей аддитивной и мультипликативной составляющих:

$$|\delta_{\max}| = (c - d) + d \frac{X_K}{X};$$

$$c/d = 0,1 / 0,05.$$

Относительная погрешность по определению:

$$\delta = \frac{\Delta X}{X},$$

где  $\Delta X$  – абсолютная погрешность, включающая две составляющие:  $\Delta X = aX + v$ , где  $a$  – коэффициент мультипликативной погрешности;  $v$  – абсолютная величина аддитивной погрешности.

Относительная погрешность с учетом аддитивной и мультипликативной составляющих

$$\delta = \frac{\Delta X}{X} = \frac{aX + v}{X} = a + \frac{v}{X}.$$

Сравнивая две записи для относительной погрешности, заключаем следующие равенства:

$$a = c - d,$$

$$b = dX_K.$$

Отсюда находим формулы для определения:

$$d = \frac{b}{X_K},$$

$$c = a + \frac{b}{X_K}.$$

При генерации данных таблицы необходимо определить наибольшие значения относительной погрешности по шкале. Нетрудно заметить, что наибольшая ее величина возможна вначале шкалы. Таким образом, эту максимальную относительную погрешность определим по формуле:

$$\delta_{\max} = c + d\left(\frac{X_K}{X} - 1\right) = 0,1 + 0,05\left(\frac{100}{10} - 1\right) = 0,55 \text{ \%}.$$

Таким образом, пределы допустимой погрешности средства измерения ограничены интервалом  $(-0,55 \dots +0,55) \text{ \%}$ .

Как видно из таблицы, максимальная относительная погрешность сгенерированных данных, равная 0,5 %, не выходит из допустимого интервала, указанного двухчленной формулой класса точности. Данные таблицы сгенерированы правильно.

## Глава 2

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

### Введение

Преобразователи аналоговых устройств – это техническое устройство, выполняющее передачу входной аналоговой величины и ее размерности с определенной зависимостью и по определенному физическому принципу в другую величину. В общем случае аналоговые преобразователи могут выполнять как измерительные, так и не измерительные преобразования, например, преобразование формы и уровня сигнала. Измерительные преобразователи:

- масштабные преобразователи (делители, усилители) – входная и выходная величины преобразователей однородны, преобразователи изменяют значение входной электрической величины в определенное число раз;
- функциональные преобразователи (квадрирующие, интегрирующие, дифференцирующие, корнеизвлекающие и т. д.);
- преобразователи переменного сигнала в постоянный;
- электромеханические преобразователи (измерительные механизмы), преобразующие электрическую величину в механическую.

Измерительные преобразователи по сравнению с неизмерительными имеют нормированную функцию преобразования.

В данной главе рассматриваются простейшие электрические схемы распространенных измерительных преобразователей АИУ, которые необходимы при проектировании аналоговых средств измерений.

### 2.1. Масштабные преобразователи

Масштабные преобразователи (МП) преобразуют электрический сигнал в пропорциональный ему электрический сигнал большего или меньшего значения. К масштабным преобразователям относятся шунты, добавочные сопротивления, делители напряжения, измерительные усилители, измерительные трансформаторы тока и напряжения.

Различают пассивные и активные МП. Первые строятся на пассивных аналоговых элементах: резисторах, конденсаторах, катушках индуктивности и трансформаторах. Соответственно, их называют резистивными, емкостными и индуктивными МП. Все пассивные преобразователи уменьшают входной сигнал и уменьшают входную мощность.

Трансформаторные измерительные преобразователи могут увеличивать входной сигнал, но не увеличивают выходную мощность.

Активные измерительные масштабные преобразователи позволяют не только увеличить размер входной величины, но и увеличить выходную мощность. К ним относятся усилители напряжения и тока (мощности).

Все МП должны иметь линейную характеристику преобразования. Это относится ко всем преобразователям, за исключением функциональных.

Основной нормируемой метрологической характеристикой МП является коэффициент преобразования  $S_{\text{ном}}$ . Отличия действительного коэффициента преобразования от номинального выражаются абсолютной и относительной погрешностями. Нормирование может выражаться как по максимальной абсолютной, так и максимальной относительной погрешности.

### 2.1.1. Резистивные делители напряжения

Среди пассивных масштабных преобразователей, к которым относятся делители напряжений и токов (резистивные, емкостные, индуктивные делители, шунты, добавочные сопротивления, трансформаторы тока и напряжения) особое место занимают резистивные делители напряжения. По своим точностным характеристикам они занимают промежуточное положение среди всех делителей напряжения в широком диапазоне и более высокими в – среднем диапазоне частот (20 Гц – 1 МГц).

Делители выполняются одно и много-ступенчатыми.

Рассмотрим простейшую схему одноступенчатого резистивного делителя, представленного на рис. 2.1 и основные вопросы расчета параметров и погрешностей делителя:

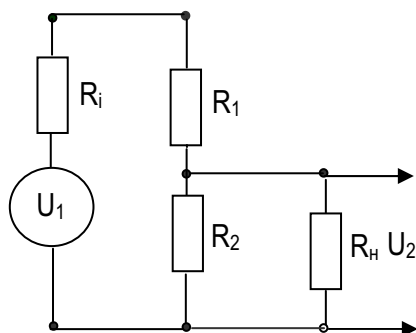


Рис. 2.1

Резистивный делитель, как измерительный преобразователь, является частью структурной схемы средства измерения и находится под действием источника сигнала на его входе и нагрузки на выходе. На

схеме источник входного сигнала  $U_1$  представлен с его внутренним сопротивлением  $R_i$ , а нагрузкой делителя является резистор  $R_n$ , который выступает в качестве входного сопротивления следующего измерительного преобразователя. Непосредственными элементами делителя являются резисторы  $R_1$  и  $R_2$ .

Нетрудно заметить, что внутреннее сопротивление входного источника напряжения включено последовательно с первым резистором делителя и увеличивает его, а сопротивление нагрузки включено параллельно второму резистору делителя, уменьшает его.

Погрешность измерения с использованием делителя за счет влияния  $R_i$  и  $R_n$  носит методический характер и, кроме того, влияние нагрузки на делитель можно учесть при расчете резисторов делителя. Влияние внутреннего сопротивления входного источника невозможно исключить, так как источники сигнала, подключаемые на вход делителя, могут иметь различные и заведомо неизвестные внутренние сопротивления.

Чтобы пренебречь этим влиянием входное сопротивление делителя (в данном случае сумма  $R_1$  и  $R_2$ ) должно быть намного больше  $R_i$ .

Для упрощения расчета делителя будем считать, что

$$R_i \ll R_1 + R_2, \text{ а } R_n \gg R_2.$$

Коэффициент передачи делителя на постоянном токе:

$$K_n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

а его обратная величина определяет коэффициент деления

$$K_\partial = \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

Параметры (резисторы  $R_1$  и  $R_2$ ) рассчитываются исходя из заданного коэффициента деления и входного сопротивления:

$$R_{\text{вх}} = R_1 + R_2,$$

тогда

$$R_2 = R_{\text{вх}} K_n, \text{ а } R_1 = R_{\text{вх}} - R_2.$$

Тип резисторов и их мощность определяют исходя из заданной погрешности делителя и входного напряжения:

$$P_1 = I^2 R_1 = \left( \frac{U_1}{R_{\text{вх}}} \right)^2 R_1,$$

$$P_2 = I^2 R_2 = \left( \frac{U_1}{R_{\text{вх}}} \right)^2 R_2.$$

Погрешность коэффициента передачи делителя является мультипликативной погрешностью и для ее определения определяются полный дифференциал от двух переменных – резисторов делителя:

$$dK_{\partial} = \frac{\partial K_{\partial}}{\partial R_1} dR_1 + \frac{\partial K_{\partial}}{\partial R_2} dR_2.$$

Взяв частные производные по  $R_1$   $R_2$ , подставляем в последнее выражение, находим абсолютную погрешность делителя, вызванную погрешностью резисторов  $dR_1$  и  $dR_2$ .

Относительная погрешность делителя определяется, поделив абсолютную погрешность на номинальный коэффициент передачи делителя.

Тогда

$$\frac{dK_n}{K_n} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{dR_1}{R_1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{dR_2}{R_2} = F_1 \gamma_{R_1} + F_2 \gamma_{R_2},$$

где  $F_1, F_2$  – функции влияния погрешностей резисторов  $\gamma_{R_1}$  и  $\gamma_{R_2}$  на погрешность коэффициента передачи.

$$F_1 \gamma_{R_1} = \frac{\partial K_{\partial}}{\partial R_1} \times \frac{R_1}{R_2} (R_1 = R_2);$$

$$F_2 \gamma_{R_2} = \frac{\partial K_{\partial}}{\partial R_2} (R_1 = R_2),$$

где  $\gamma_{R_1} = \frac{dR_1}{R_1}$ ,  $\gamma_{R_2} = \frac{dR_2}{R_2}$  – погрешности (изготовления) резисторов.

Для типовых резисторов комплектующих элементов погрешности определяются допускаемыми отклонениями от номинального сопротивления по справочникам.

Выходное сопротивление делителя:

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Резистивный делитель на переменном токе имеет эквивалентную схему на средних частотах, показанную на рис. 2.2. Каждый резистор имеет, кроме собственного сопротивления, собственную емкость и собственную индуктивность. Все эти параметры в электрической цепи представляют сопротивление переменному току. В целом резистивный делитель представляет некоторую эквивалентную схему, подключенную к источнику переменного напряжения с внутренним сопротивлением генератора и емкостью. Делитель нагружен на сопротивление и емкость нагрузки. Здесь рассматривается упрощенная схема делителя:

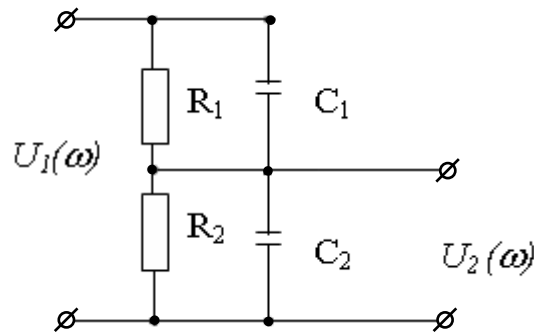


Рис. 2.2

$C_1$  и  $C_2$  – собственные емкости резисторов.

Индуктивностями резисторов в данном случае пренебрегаем, т. к. их влияние до частот порядка единицы-десятки мегагерц меньше, чем влияние емкостей. С учетом сказанного, коэффициент передачи делителя можно выразить как отношение полных сопротивлений:

$$K_{\phi}(\omega) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2}{\frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_1} R_1 + R_2},$$

где  $Z_1 = \frac{R_1}{1 + i\omega R_1 C_1}$ ;  $Z_2 = \frac{R_2}{1 + i\omega R_2 C_2}$ .

Нетрудно заметить, что в общем случае коэффициент передачи делителя на переменном токе увеличивается с ростом частоты при неравных постоянных времени  $\tau$ , где:

$$\tau_1 = R_1 C_1; \quad \tau_2 = R_2 C_2.$$

Делитель, у которого  $\tau_1 = \tau_2$ , называют частотно-компенсированным, т. е. делитель с коэффициентом передачи, независимым от частоты.

Частотная погрешность, в общем случае, определяется по формуле:

$$\gamma(\omega) = \frac{K_{\phi}(\omega)}{K_{\phi}(0)} - 1,$$

где  $K_{\phi}(0)$  – коэффициент передачи на постоянном токе.

Частотная коррекция (уменьшение частотной погрешности) состоит в выравнивании величин постоянных времени.

Обычно  $C_1 \approx C_2 = C$ , т. е. у резисторов одинаковой мощности и даже при различных номинальных значениях собственные емкости резисторов мало отличаются между собой. Поэтому для устранения частотной погрешности можно подключить конденсатор  $C_{\phi}$  параллельно меньшему по величине резистору.

Так как обычно  $R_2 \ll R_1$ , то условие коррекции имеет вид:

$$R_2 (C = C_{\phi}) = R_1 C.$$

Откуда определяется  $C_{\partial} = \frac{R_1 C - R_2 C}{R_2} \approx C \frac{R_1 - R_2}{R_2}$ .

Конденсаторы, как и другие радиоэлементы, изготавливаются с определенным допуском  $\gamma_c$ , т. е. с отклонением от номинального значения:

$$C_{\partial} = C_{\partial 0} (1 \pm \gamma_c),$$

поэтому коррекция частотной погрешности будет осуществляться не полностью. Для полной коррекции требуется дополнительная подгонка.

### 2.1.2. Шунты и добавочные сопротивления

Шунты и добавочные сопротивления относятся к масштабным преобразователям, которые используются для расширения пределов измерения определенного прибора, т. е. имеют индивидуальное применение. Иногда шунты изготавливаются калиброванными, рассчитанные на определенные токи и пригодны для работы с любым измерительным устройством.

Шунт представляет собой безреактивный резистор заданного сопротивления. Шунт может выполнять два измерительных преобразования.

Первое – шунт является простейшим измерительным преобразователем тока в напряжение. Второе – шунт – это 4-зажимное сопротивление (резистор), у которого два крайних зажима называются токовыми, с их помощью шунт включается последовательно в измеряемую цепь, два других зажима, называемые потенциальными, присоединяются к измерителю падения напряжения на шунте (например – вольтметру). В данном случае шунт и вольтметр реализуют известный метод измерения тока с преобразованием тока в напряжение.

Если входное сопротивление вольтметра конечно, т. е. не равно бесконечности, то часть тока ответвляется в вольтметр, поэтому возникает методическая погрешность измерения, которая приближенно может быть определена по формуле

$$\gamma_m = \frac{r_{ш}}{R_B}.$$

При конечной величине входного сопротивления вольтметра выходное напряжение меньше действительного и равно:

$$U = \frac{I r_{ш}}{1 + \frac{r_{ш}}{R_B}},$$

где  $r_{ш}$  – сопротивление шунта,  $R_B$  – сопротивление вольтметра, отношение сопротивлений в знаменателе характеризует относительную методическую погрешность измерения тока.



Основной нормируемой характеристикой шунта – погрешность его изготовления, класс точности. ГОСТ 8042 регламентирует основные параметры шунтов. Классы точности шунтов: 0,02; 0,05; 0,1; 0,5; 1,0.

*Другой вариант применения шунта* – использование его в сочетании с магнитоэлектрическими измерительными механизмами для расширения пределов измерения по току, т. е. в амперметрах. При этом шунт изготавливается 2-зажимным, а не 4-зажимным, так как влияние соединительных проводов учитывается подгонкой шунтов при градуировке приборов.

Сопротивление шунта в амперметрах определяется по формуле:

$$r_{ш} = \frac{r_0}{\frac{I_x}{I_0} - 1} = \frac{r_0}{n - 1},$$

где  $n$  определяется отношением измеряемого тока к току полного отклонения измерительного механизма с внутренним сопротивлением  $r_0$ .

*Добавочные сопротивления* применяются для расширения пределов измерения вольтметров магнитоэлектрической, электродинамической, электромагнитной и др. систем, при этом они включаются последовательно с измерительным механизмом, так что часть общего измеряемого напряжения падает на сопротивлении механизма, а другая – на добавочном резисторе.

Величина сопротивления добавочного резистора определяется по известной формуле:

$$R_d = r_0(m - 1),$$

где  $m = U / U_0$  – коэффициент расширения пределов измерения, показывает во сколько раз предел измерения вольтметра с добавочным резистором  $U$  больше предела измерения вольтметра без добавочного сопротивления.

Шунты и добавочные сопротивления изготавливаются на постоянном токе из манганиновой проволоки и конструктивно выполняются в виде катушек.

### **2.1.3. Емкостные и индуктивные (трансформаторные) масштабные преобразователи (МП)**

В приборах электростатической системы расширение пределов измерения производится с помощью емкостных делителей или с помощью добавочной емкости, второй емкостью является емкость самого механизма. Причем это возможно как на постоянном токе, так и на переменном. Схема простейшего емкостного делителя приведена на рис. 2.3.

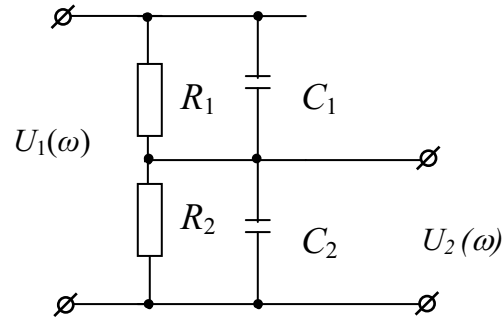


Рис. 2.3

Здесь емкости делителя шунтированы сопротивлениями изоляции. Номинальный коэффициент деления (отношение входного напряжения к выходному), определяемый емкостями, имеет место при бесконечно большом сопротивлении нагрузки и равных и бесконечно больших сопротивлениях изоляции:

$$K_{\delta} = C_1 + C_2 / C_1.$$

Действительный коэффициент деления зависит от комплексных сопротивлений плеч делителя и зависит от частоты:

$$K_{\delta} = \frac{C_1 \left(1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_1}\right) + C_2 \left(1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2}\right)}{C_1 \left(1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_1}\right)},$$

где  $R_1$  и  $R_2$  – сопротивления изоляции соответствующих конденсаторов.

В общем случае коэффициент деления зависит от частоты. На высоких частотах, когда емкостное сопротивление значительно меньше сопротивлений изоляции, входное напряжение делится конденсаторами и коэффициент деления приближается к номинальному коэффициенту деления. На низких частотах, деление напряжения осуществляется активными сопротивлениями изоляции. При работе емкостного делителя в широкой области частот необходимо, так же как и у резистивного делителя, выравнивать ( $\tau_1 = \tau_2$ ) постоянные времени плеч делителя. Основное применение емкостных преобразователей более предпочтительное – на высоких частотах.

*Индуктивные делители напряжения* представляют собой последовательное соединение катушек индуктивностей, магнитно-связанных или магнитно-несвязанных между собой.

Лучшими делительными характеристиками обладают конструкции делителей, у которых плечи делителя магнитно связаны между собой, т. е. делители конструктивно представляют собой трансформатор или автотрансформатор. Автотрансформаторные делители конструктивно более просты, однако такие делители не имеют гальванической развязки

между первичной и вторичной цепями, а наличие гальванической развязки является достоинством трансформаторных делителей.

Для индуктивного делителя, представленного на рис. 2.4, коэффициент передачи в комплексной области имеет вид:

$$S(\omega) = \frac{L_2 + M}{L_1 + L_2 + 2M} [1 + \delta(\omega)],$$

где  $\delta(\omega) \approx \omega^2 C_H \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 + 2M}$  – частотная погрешность из-за наличия емкости нагрузки.

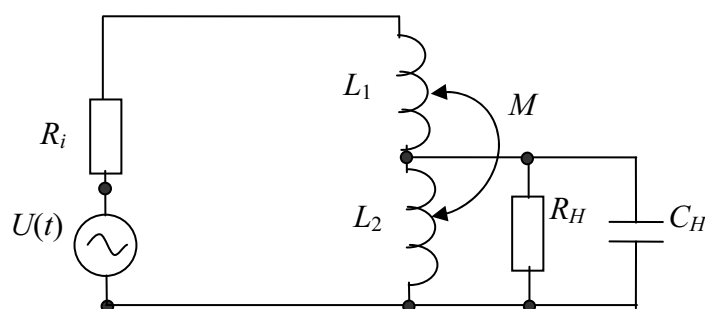


Рис. 2.4. Схема включения индуктивного делителя:

$U_1(t)$ ,  $R_i$  – параметры источника входного сигнала;  $L_1$ ,  $L_2$  – плечи делителя;  $M$  – взаимная индуктивность;  $R_H$  и  $C_H$  – параметры нагрузки

При согласном включении обмоток влияние емкости нагрузки определяется величиной  $L_1 \times L_2 - M^2$ , которая при высокой магнитной проницаемости сердечника трансформатора близка к нулю. Погрешность делителя становится малой. Коэффициент передачи можно представить в виде

$$S = \frac{w_2}{w_1 + w_2},$$

где  $w_1$  и  $w_2$  – количество витков катушек МП.

Отличительной особенностью индуктивных делителей является высокая точность, достигающая величины  $10^{+5}$  и выше.

К недостаткам индуктивных делителей следует отнести относительно узкий частотный диапазон, в котором сохраняется высокая точность коэффициента передачи, из-за зависимости магнитной проницаемости от частоты. Для работы в широком диапазоне частот и сохранении высокой точности на низких частотах используют пермаллой, на средних частотах феррит, на высоких частотах – альсифер.

Трансформаторные масштабные преобразователи, применяющиеся на низких частотах, как правило, на частоте 50 Гц, обычно называются измерительные трансформаторы тока и напряжения. Получили широкое распространение для расширения пределов измерения амперметров, вольтметров и ваттметров электродинамической системы.

Отсутствие гальванической связи между первичной цепью и вторичной обеспечивает безопасность измерения в устройствах высокого напряжения.

На рис. 2.5 приведена эквивалентная схема замещения трансформатора напряжения

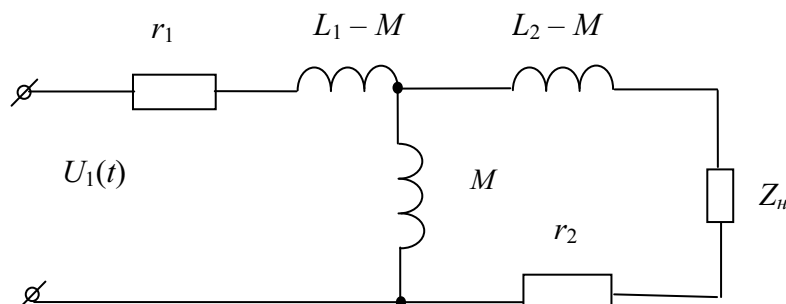


Рис. 2.5. Схема замещения трансформаторного преобразователя

По схеме замещения можно определить входное сопротивление трансформатора при синусоидальном сигнале

$$r_{ex} = r_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{r_2 + j\omega L_2 + Z_n}$$

Для идеального трансформатора  $r_1 = r_2 = 0$ . Тогда коэффициент передачи идеального трансформатора, определяемый отношением индуктивностей  $S_0 = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$ , может быть записан в виде  $S_0 = \sqrt{\frac{Z_n}{Z_{ex}}}$ .

$$\text{Откуда } Z_{ex} = \frac{L_1}{L_2} Z_n = \frac{Z_n}{S^2}.$$

Из формулы видно, что идеальный трансформатор может быть использован как преобразователь сопротивлений.

Для идеального трансформатора  $\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$ , следовательно, трансформаторный МП не дает усиления по мощности, так как  $U_1 I_1 = U_2 I_2$ .

Частотная погрешность трансформаторного МП удобно выразить через коэффициент частотных искажений

$$M(\omega) = \frac{S(\omega_0)}{S(\omega)} = \frac{1}{1 + \delta(\omega)},$$

где  $S(\omega_0)$  – коэффициент передачи на средних частотах.

На низких частотах ( $\omega \ll \omega_0$ )  $M(\omega)$  имеет вид:

$$M(\omega) \approx 1 + \frac{R_2}{\omega L_1 Q_C},$$

где  $Q_C$  – добротность магнитного сердечника,  $R_2 = (r_1 + R_i) \parallel (r_2' + R_n)$ .

В области высоких частот ( $\omega \gg \omega_0$ ) потерями в сердечнике магнитопровода и индуктивностью рассеивания первичной обмотки можно пренебречь.

Тогда  $M(\omega) = \sqrt{1 + \frac{\omega^2 L_S^2}{R_2}}$ , где  $R_2 = r_1 + R_i = r_2 + R_n$ ;  $L_S = L_{S1} + L'_{S2}$ ;  $L'_{S2}$  –

индуктивность потоков рассеивания вторичной обмотки, приведенная в первичную цепь. Из полученных выражений следует, что коэффициент частотных искажений больше единицы, т. е. частотная погрешность всегда отрицательна. Если нагрузка имеет емкостной характер, то погрешность на низких частотах практически не изменяется. На высоких частотах коэффициент частотных искажений может быть как больше, так и меньше единицы.

На частоте промышленной сети для уменьшения или увеличения переменных токов и напряжений в строго определенное число раз с сохранением их фазы применяются специальные *измерительные трансформаторы тока и напряжения*. В таких случаях трансформаторы часто используются для расширения пределов измерения амперметров, вольтметров и ваттметров и других приборов.

Трансформатор нагруженный на вольтметр работает в режиме близком к холостому ходу, в то время как трансформаторы тока нагружаются на малое сопротивление амперметра – работает в режиме, близком к короткому замыканию.

Коэффициент передачи для трансформаторов тока и напряжения представляют в виде:  $K_I = 200/5$ ,  $K_U = 600/100$ .

В первом примере – трансформатор тока с номинальным током на первичной стороне – 200 А и с номинальным током на вторичной стороне – 5 А. Аналогично указывается для трансформатора напряжения: 600 В – напряжение на первичной обмотке трансформатора, 100 В – преобразованное напряжение на выходе.

Схемы включения трансформаторов тока и напряжения показаны на рис. 2.6.

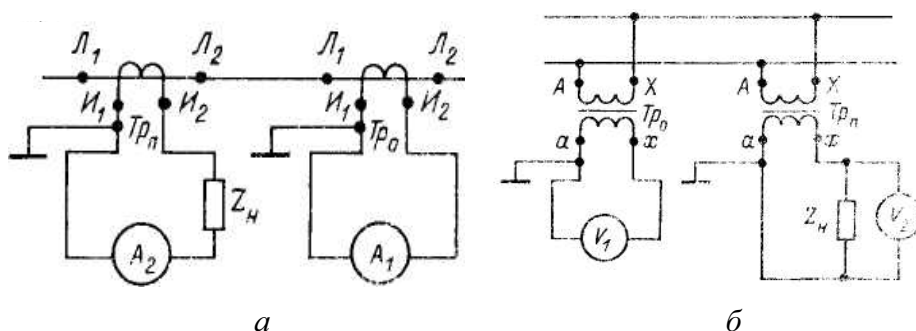


Рис. 2.6. Схемы включения трансформаторов тока и напряжения

В схеме *a* показано включение трансформатора тока с нагрузкой и только с измерителем  $A_1$  (амперметром), измеряющим ток в линии Л. В схеме *б* аналогичный пример измерения напряжения между фазами проводной линии.

Измерительные трансформаторы тока и напряжения, кроме преобразования больших переменных токов и напряжений, предназначены для разделения цепей измерительных приборов и цепей высокого напряжения.

Измерительные трансформаторы по своему назначению и исполнению делятся на лабораторные (переносные) и стационарные. Лабораторные трансформаторы тока (ГОСТ 23624–79) предназначены для работы в цепях переменного тока частотой от 25 Гц до 10 кГц с номинальным напряжением от 660 В до 35 кВ. Номинальный первичный ток трансформаторов тока лежит в пределах от 0,1 А до 60 кА; номинальный вторичный – 1; 2 А при частоте 50 Гц или 5 А – во всем диапазоне частот. Лабораторные трансформаторы напряжения (ГОСТ 23625–79) предназначены для использования в цепях переменного тока промышленной частоты с номинальным первичным напряжением  $U_{ном}$  127 В до 35 кВ; номинальные вторичные напряжения могут быть 100 и 150 В. Номинальная мощность  $P_{ном}$  нагрузки во вторичной цепи составляет 2,5; 5; 10; 15 ВА – для трансформаторов тока и 5; 10; 15; 25 ВА – для трансформаторов напряжения; коэффициент мощности равен 0,8–1,0 при активном характере нагрузки. Лабораторные трансформаторы часто изготавливаются многодиапазонными, имеют несколько значений первичных токов (или напряжений) и одно или несколько значений вторичных величин. Лабораторные трансформаторы могут иметь следующие классы точности: 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2 – для трансформаторов тока; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5 – для трансформаторов напряжения. Класс точности определяет пределы допускаемых угловой погрешности и погрешности коэффициента трансформации. Последняя называется погрешностью токовой применительно к трансформаторам тока и погрешностью напряжения для трансформаторов напряжения.

Погрешности коэффициента трансформации определяются по формуле:

$$\gamma_I = \frac{K_{ном} - K_{дейст}}{K_{дейст}} \times 100.$$

Здесь  $K_{ном}$  – номинальный коэффициент трансформации;  $K_{дейст}$  – действительный коэффициент трансформации, равный отношению токов или напряжений в первичной и вторичной цепях.

Угловая погрешность характеризует угол фазового сдвига вторичного тока (или напряжения) относительно первичного. Она положительна, если повернутый на  $180^\circ$  вектор тока (или напряжения) первичной обмотки опережает вектор тока на первичной стороне, и отрицательна, если отрицательный вторичный ток отстает от первичного тока. Погрешности измерительных трансформаторов обусловлены потерями энергии в сердечнике и обмотках. Они зависят от значений первичных тока или напряжения и от мощности нагрузки во вторичной цепи.

Пределы допускаемых погрешностей лабораторных трансформаторов тока и трансформаторов напряжения выражаются двухчленными или одночленными формулами:

$$\gamma_{I\delta on} = \pm[a + b(\frac{I_{ном} - I_{дейст}}{I_{дейст}})];$$

$$\gamma_I = \pm a \frac{U_{1ном}}{U_1};$$

$$\delta_{I\delta on} = \pm[c + d(\frac{I_{ном} - I_{дейст}}{I_{дейст}})];$$

$$\delta_{I\delta on} = \pm c \frac{U_{1ном}}{U_1}.$$

Например, для трансформаторов тока класса точности 0,2 допускаемая погрешность тока в процентах и угловая погрешность в минутах равны:

$$\gamma_{I\delta on} = \pm[0,2 + 0,04(\frac{I_{ном} - I_{дейст}}{I_{дейст}})];$$

$$\delta_{I\delta on} = \pm[10 + 1(\frac{I_{ном} - I_{дейст}}{I_{дейст}})].$$

#### 2.1.4. Силовые трансформаторы

Силовые трансформаторы – преобразователи переменного напряжения, обычно частотой 50 Гц, используются в источниках питания измерительной аппаратуры. Напряжение на первичной стороне – напряжение электросети (обычно 110, 127 или 220 вольт), поэтому трансформаторы называют сетевыми. Сердечник трансформатора состоит из набора Ш-образных или Г-образных пластин, собранных вперекрышку. На рис. 2.7 показан сердечник Ш-образного сетевого трансформатора.

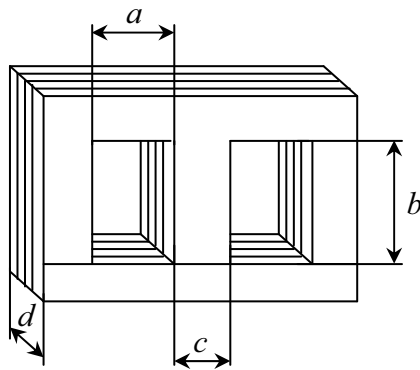


Рис. 2.7. Сердечник Ш-образного сетевого трансформатора

Обмотки изолированного медного провода помещаются на каркас катушки из текстолита или прессованной пластмассы и располагаются на средней части сердечника. Площадь сердечника, находящейся внутри катушки, равная произведению  $c \times d$  и площадь окна, в котором находится катушка с обмоткой, равная  $a \times b$ , определяют габаритную мощность трансформатора, т. е.:  $P_{заб} = Q_c \times Q_o$ . В формуле размеры сердечника должны быть выражены в сантиметрах. Оптимальным соотношением между площадями сердечника и окна считается:  $Q_c = Q_o$ . Поэтому во многих расчетах, в том числе трансформаторов на тороидальных сердечниках, габаритная мощность определяется по формуле:

$$P_{заб} = Q_c^2.$$

Размер «с» в миллиметрах определяет тип пластин Ш-образного сердечника, например Ш-образные пластины типа Ш-10 имеют  $c = 10$  мм.

В справочниках указываются габаритные данные Ш-образных пластин из трансформаторной стали.

Для упрощенного расчета силового трансформатора необходимо определить суммарную потребляемую мощность, т. е. мощность в нагрузке:

$$P_H = \sum_{I=1}^{I=n} U_I I_I \text{ на вторичной стороне, где } n \text{ – число обмоток;}$$

$U_I$  и  $I_I$  напряжения и токи каждой обмотки.

Электрическая схема силового трансформатора изображена на рис. 2.8.

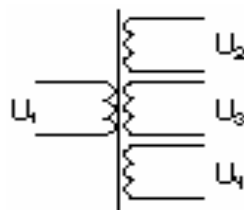


Рис. 2.8. Электрическая схема силового трансформатора



На рисунке представлены: сетевая обмотка  $U_1$  и три обмотки на вторичной стороне с напряжениями  $U_2, U_3, U_4$ . Каждая обмотка на вторичной стороне выдает ток в нагрузку, соответственно:  $I_2, I_3, I_4$ . Таким образом, мощность в нагрузке:

$$P_n = U_2 \times I_2 + U_3 \times I_3 + U_4 \times I_4.$$

Габаритная мощность при двухполупериодной схеме выпрямления и медного провода с изоляцией типа ПЭЛ можно определить по формуле:

$$Q_c \times Q_o = 1,6P_n,$$

откуда можно определить площадь сердечника и далее по справочным данным можно определить площадь окна и выбрать тип сердечника и геометрические данные Ш-образных пластин. Рекомендуется соотношение  $c/a$  выбирать от 1 до 2.

Число витков обмоток для пластин из трансформаторной стали можно определить по следующим формулам:

$$w_1 = \frac{48U_1}{Q_c}, w_2 = \frac{54U_2}{Q_c}, w_3 = \frac{54U_3}{Q_c}, w_4 = \frac{54U_4}{Q_c} \text{ и т. д.}$$

Диаметры провода обмоток без учета изоляции определяются:

$$d_1 = 0,02\sqrt{I_1}, d_2 = 0,02\sqrt{I_2}, d_3 = 0,02\sqrt{I_3}, d_4 = 0,02\sqrt{I_4},$$

токи в формулах должны быть выражены в миллиамперах. Коэффициент 0,02 в формуле определен из расчета плотности тока в проводе обмоток 3 ампера на квадратный миллиметр. Такая плотность устанавливается в многослойных катушках с большим числом витков, когда нижние слои витков обмотки не вентилируются, т. е. выполняется равенство:

$$\sigma \times \frac{\pi d^2}{4} = I, \quad \sigma = 3 \frac{A}{\text{мм}^2}, \quad d = \sqrt{\frac{4I}{\pi\sigma}},$$

здесь ток выражен в амперах.

$$\sigma \times \frac{\pi d^2}{4} = I, \quad \sigma = 3 \frac{A}{\text{мм}^2}, \quad d = \sqrt{\frac{4I}{\pi\sigma 1000}} = 0,0206\sqrt{I},$$

здесь ток – в миллиамперах.

Диаметр провода с изоляцией можно установить из справочных данных медного провода. Обычно для медных проводов диаметром от 100 до 200 микрон толщина изоляции не превышает 10 % от диаметра провода без изоляции.

После расчета диаметров проверяется условие  $Q_{\text{меди}} = Q_o$ , т. е. общая (суммарная) площадь, занимаемая медными проводниками должна быть меньше площади окна. Поскольку проводники укладываются не плотно, вводится коэффициент заполнения. Площадь меди умножается на коэффициент, равный 0,75–0,85.

### 2.1.5. Измерительные усилители

В отличие от делителей измерительные усилители всегда строятся с использованием дополнительных источников энергии, т. е. относятся к активным преобразователям. Выходная величина преобразователей может быть больше входной: по напряжению, по току или по мощности в зависимости от этого усилители называют: усилители тока, усилители напряжения и усилители мощности. Независимо от того, какая величина усиливается, все измерительные усилители должны иметь нормированные коэффициенты усиления.

Измерительные усилители имеют обе составляющие погрешностей: аддитивную и мультипликативную, что связано с работой масштабных преобразователей в области малых измеряемых величин. Аддитивные помехи – это смещение нуля, дрейф нуля и шумовые помехи (внутренние и внешние). Так как спектр аддитивной помехи находится вблизи нуля, в усилителях переменного тока аддитивная погрешность незначительна, поэтому для уменьшения аддитивной погрешности в усилителях постоянного тока прибегают к преобразованию постоянного напряжения в переменный, это используется в МДМ-усилителях – усилителях с модуляцией и демодуляцией.

Основой построения измерительных усилителей являются операционные усилители. Для операционных усилителей (ОУ) справедливы следующие допущения:

- бесконечно большой коэффициент усиления;
- бесконечно большое входное сопротивление;
- нулевое выходное сопротивление;
- бесконечная полоса пропускания ( $\Delta F = 0-\infty$ ).
- нулевое выходное напряжение при нулевом входном сигнале.

Современные ОУ имеют коэффициент усиления  $10^5-10^6$ . Остальные параметры близки к идеальным. Большое усиление позволяет обеспечить высокую стабильность при введении отрицательной обратной связи (ООС).

Дифференциальное входное напряжение ОУ без ООС, соответствующее линейному режиму равно:

$$\delta U = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{K'_u}$$

Увеличение  $\delta U$  и одновременное повышение показателей точности схемы осуществляется с помощью отрицательной ООС. В зависимости от способа подачи ООС различают инвертирующее и неинвертирующее включение ОУ. Эквивалентная схема ОУ на рис. 2.9 позволяет определить основные соотношения.

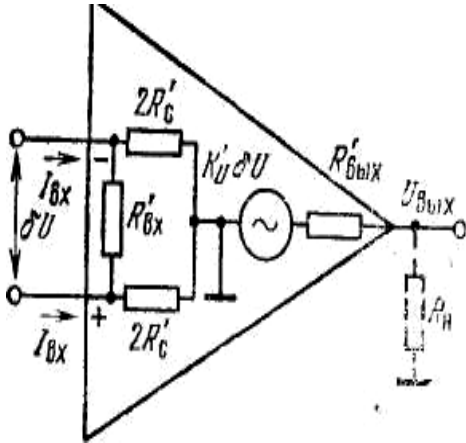


Рис. 2.9. Эквивалентная схема ОУ

В инвертирующем включении ОУ входной сигнал и сигнал обратной связи поступают на инвертирующий вход (рис. 2.10, а), обозначенный знаком минус. В этом случае на выходе устанавливается напряжение, амплитуда которого зависит от коэффициента усиления  $K'_U$  и коэффициента обратной связи. Параметры усилителя определим из эквивалентной схемы рис. 2.10.

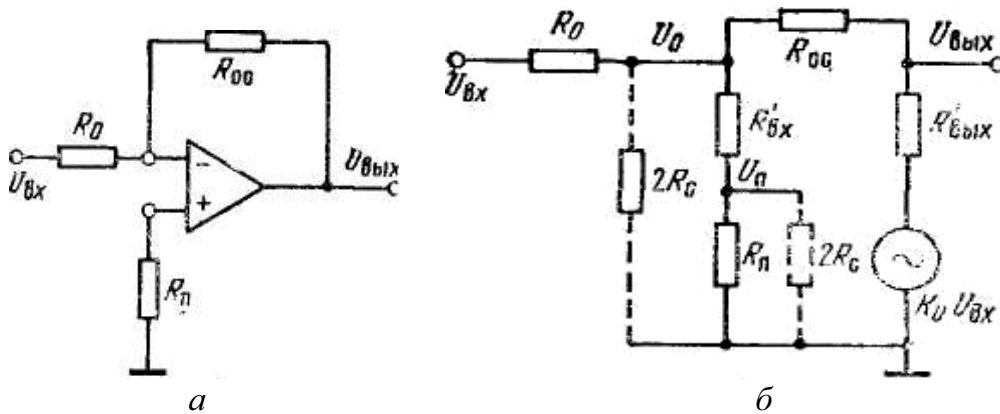


Рис. 2.10. Инвертирующее включение ОУ (а) и эквивалентная схема (б)

Входное сопротивление ОУ в инвертирующем включении равно:

$$R_{ex.u} = \frac{\Delta U_{ex}}{\Delta I_{ex}} = R_0 + \frac{(R_{oc} + R'_{вых})(R'_{ex} + R_{II})}{R_{oc} + R'_{вых} + R'_{ex} + R_{II} + K'_U R'_{ex}}$$

Приближенные формулы:  $R_{ex.u} = \frac{\Delta U_{ex}}{\Delta I_{ex}} = R_0,$

$$R_{вых} = R'_{вых} \frac{1 + \frac{R_{oc}}{R_0}}{K'_U}$$

получают при  $K'_U = \infty$ .

Коэффициент усиления:  $K_U = \frac{K'_U}{1 + K'_U \beta}$ , где  $\beta = \frac{R_0}{R_0 + R_{oc}}$ , при-  
 ближенно  $K_U = R_{oc} / R_0$ .

Неинвертирующее включение ОУ.

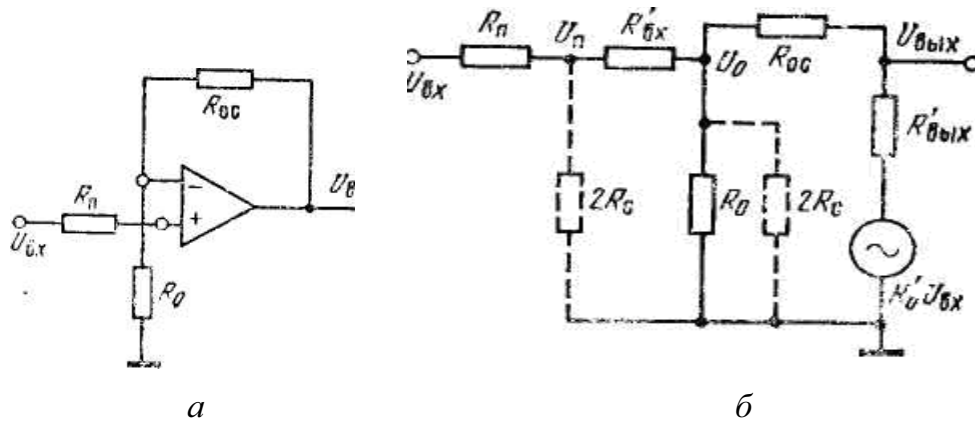


Рис. 2.11. Схема неинвертирующего усилителя – (а),  
 его эквивалентная схема замещения – (б)

Для расчета параметров ОУ в неинвертирующем включении воспользуемся эквивалентной схемой на рис. 2.11, б. Сопротивление на неинвертирующем входе выбирается таким же, как в не инвертирующем. Сопротивление нагрузки выбираем из условия:  $R_n \gg R_{вых}, I_{вых} = 0$ .

Коэффициент усиления ОУ в неинвертирующем включении, а также выражения для входного и выходного сопротивлений нетрудно получить, используя приведенный для инвертирующего включения алгоритм расчета.

Коэффициент усиления ОУ с ООС  $K_U$  записывается в классической форме:

$$K_U = 1 + R_{oc} / R_0.$$

Входное и выходное сопротивления схемы на ОУ в неинвертирующем включении приближенно можно определить:

$$R_{вх.н} \approx \frac{R'_{вх} K'_U}{1 + \frac{R_{oc}}{R_0}},$$

$$R_{вых} = \frac{R'_{вых} (1 + \frac{R_{oc}}{R_0})}{K'_U}.$$

Формулы получены в предположении, что коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю. Усилением синфазного сигнала можно пренебречь, если выполнить условия:

в неинвертирующем –  $K_{oc-n} \leq (R'_{ex} + R_{II}) / R'_{ex}$ , в инвертирующем –  $K_{oc-u} \geq R_{II} / R'_{ex}$ .

На переменном токе характеристики усилителя можно проанализировать по схемам рис. 2.12.

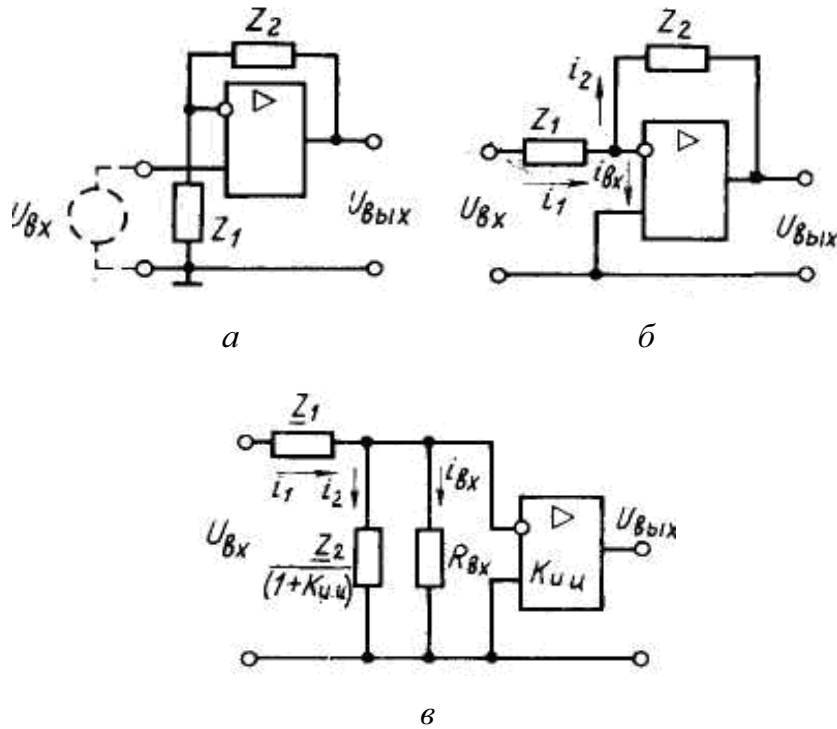


Рис. 2.12. Схемы усилителей переменного тока (а, б); схема замещения инвертирующего усилителя (в)

Усиление по напряжению:

$$K_U = \frac{K'_U}{1 + K'_U \beta},$$

где  $\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$  приближенно  $K_U = (Z_1 + Z_2) / Z_1$ .

В инвертирующем усилителе необходимо учитывать усиление синфазного сигнала:

$$K_U = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \left(1 + \frac{1}{K_{oc\phi}}\right) \approx \frac{Z_2}{Z_1}.$$

Таким образом, коэффициент усиления определяется отношением комплексных величин  $Z_1$  и  $Z_2$ . Входное и выходное сопротивления:

$$Z_{ex} = R_{ex} (1 + K'_U \beta), \quad Z_{вых} = R_{вых} / (1 + K'_U \beta)$$

также принимают комплексный характер. Амплитудно-частотная характеристика ОУ без обратной связи имеет классический вид:

$$K'_U(i\omega) = \frac{K'_U(0)}{1+i\omega\tau},$$

где  $\tau = 1/\omega_{cp}$  с частотой среза ЛАЧХ  $\omega_{cp}$ .

Если элементы ООС – активные сопротивления, т. е.  $Z_1 = R_1$  и  $Z_2 = R_2$ , то введение обратной связи приводит к уменьшению коэффициента усиления по напряжению с обратной связью

$$K_U(i\omega) = \frac{K'_U(i\omega)}{1+K'_U\beta} = \frac{\beta}{1+i\omega\frac{\tau}{1+K'_U(0)\beta}},$$

$$\lg A = \lg \left| \frac{K_y}{T_x j\omega + 1} \right|$$

$$\lg A = \lg K_y - \lg \sqrt{T_x^2 \omega^2 + 1}$$

$$\omega = \omega_1 \Rightarrow \lg A = 0$$

$$\sqrt{T_x^2 \omega^2 + 1} \approx T_x \omega$$

$$K_y = T_x \omega = \frac{1}{f_x} 2\pi f_1.$$

Частота среза ОУ с обратной связью равна  $\omega_{cp} \approx K'_U(0)\beta\omega_{cp}$ .

Можно заметить, что для усилителя произведение коэффициента усиления на частоту среза – величина постоянная.

**Инструментальные усилители (ИУ)** представляют собой усовершенствованные дифференциальные усилители. Как известно, такие усилители предназначены для усиления разности двух входных напряжений. При выполнении равенства коэффициентов усиления по каждому входу такие усилители имеют максимальное подавление синфазных сигналов, что особенно необходимо при измерении токов. ИУ имеют повышенное входное сопротивление по обоим входам и установка необходимого усиления обеспечивается изменением сопротивления одного резистора. В основе построения ИУ положено использование двух или трех ОУ с ООС, обеспечивающие одинаковое усиление по входам. Наряду с ОУ применяются специальные согласованные пары транзисторов, выполненные на одном кристалле и имеющие практически одинаковые характеристики. На рис. 2.13 приведены базовые схемы современных ИУ.

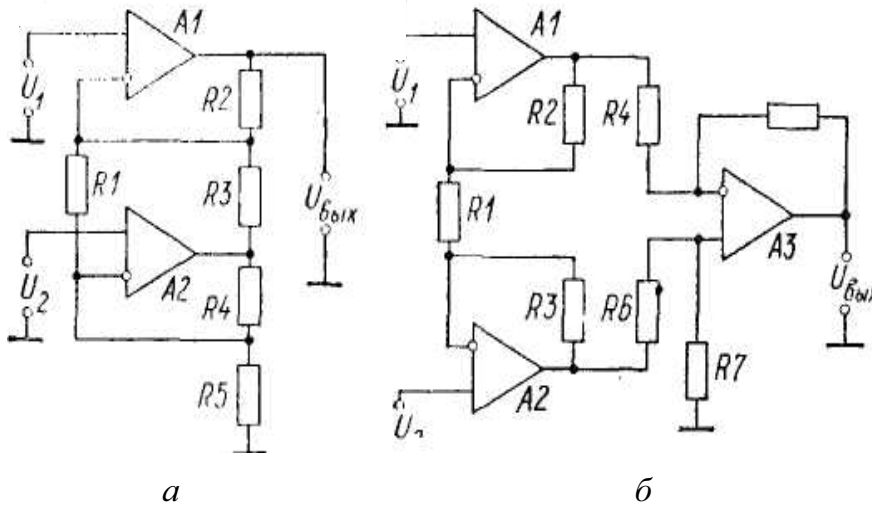


Рис. 2.13. Схемы инструментальных усилителей на основе ОУ

Коэффициент усиления устанавливается с помощью одного резистора  $R_1$ . Выходное напряжение определяется по формуле:

$$U_{\text{вых}} = (U_1 - U_2) \left( \frac{R_2 + R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + 1 \right),$$

когда  $R_2 = R_3 = R_4 + R_5$  формула принимает вид

$$U_{\text{вых}} = 2(U_1 - U_2) \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right).$$

В схеме (б) более высокий коэффициент подавления синфазного сигнала, а  $U_{\text{вых}} = (U_1 - U_2) \frac{R_5}{R_4} \left( \frac{R_2 + R_3}{R_1} + 1 \right)$ .

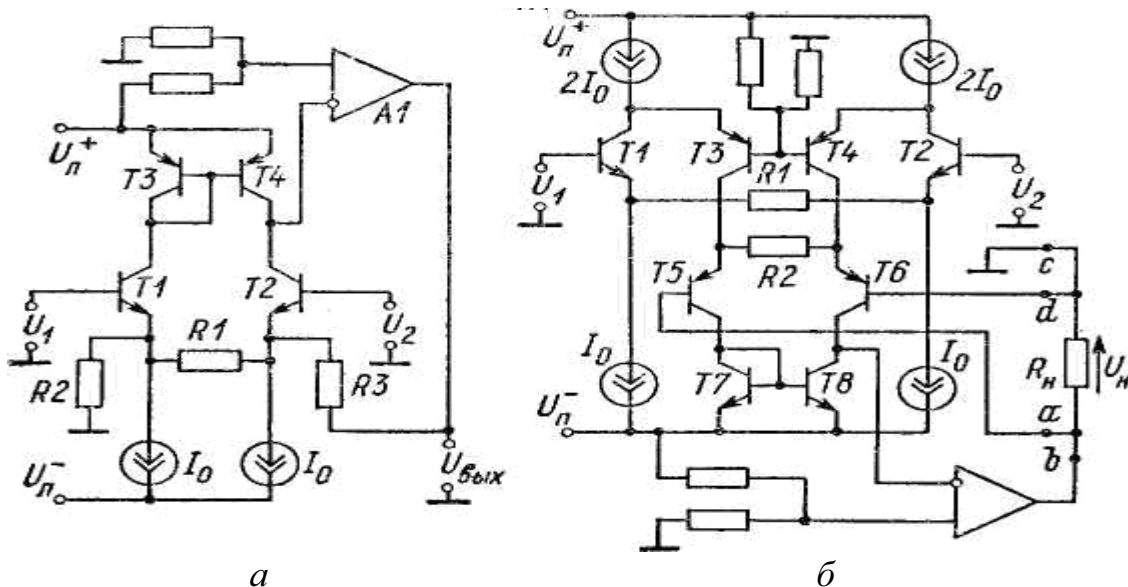


Рис. 2.14. Схемы инструментальных усилителей на основе согласованных пар транзисторов

Выходное напряжение схемы (а)  $U_{\text{ВЫХ}} = (U_1 - U_2)(2\frac{R_2}{R_1} + 1)$ , в схеме (б) –  $U_{\text{ВЫХ}} = (U_1 - U_2)\frac{R_2}{R_1}$ .

Кроме того, в схеме (б) возможно подключение нагрузки по четырехпроводной схеме, исключающей падения напряжения на проводах соединительной линии.

## 2.2. Преобразователи переменного тока в постоянный

### 2.2.1. Преобразователи средних значений – ПСЗ

Величина (интенсивность) переменного напряжения количественно может выразаться через мгновенные значения, одно из которых является амплитудное или максимальное, и интегральные значения: средневыпрямленное (среднее значение по абсолютной величине) и эффективное или действующее.

Средневыпрямленное значение переменного напряжения является средним арифметическим из всех мгновенных значений за период, взятых по абсолютной величине (по модулю).

Для любой формы сигнала среднее значение по модулю определяет постоянную составляющую выпрямленного переменного напряжения:

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T |f(t)| dt.$$

Для периодических сигналов с одинаковыми полуволнами средневыпрямленное значение можно определить как удвоенное значение одной полуволны:

$$U_{cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t) dt.$$

При синусоидальной форме сигнала среднее значение по модулю или средневыпрямленное значение равно

$$U_{cp} = \frac{2U_m}{\pi}.$$

Выделение модуля производится по однополупериодной или двухполупериодной схемам. Функции интегрирования и усреднения выполняется показывающим прибором или низкочастотным фильтром.

Схема простейшего пассивного однополупериодного преобразователя средних значений представлена на рис. 2.15.



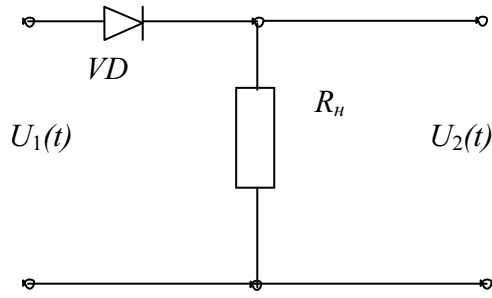


Рис. 2.15

Под коэффициентом передачи преобразователя понимается отношение выходного постоянного напряжения к среднему по модулю значению входного переменного напряжения (средневыпрямленному):

$$K_n = \frac{U_2}{U_{cp}};$$

Так как полупроводниковый диод имеет нелинейную вольтамперную характеристику (ВАХ), в расчете используется кусочно-линейная аппроксимация ВАХ. То есть считают, что в прямом направлении диод имеет постоянное сопротивление  $r_{np}$ , в обратном направлении – постоянное  $R_{обр}$ .

Тогда выходное напряжение:

$$\begin{aligned} U_2^{\bar{}} &= \frac{1}{T} \left[ \int_0^{T/2} \frac{U_1(t)}{r_{np} + R_n} R_n dt - \int_{T/2}^T \frac{U_1(t)}{R_{обр} + R_n} R_n dt \right] = \\ &= \frac{U_{cp}}{2} \left[ \frac{R_n}{r_{np} + R_n} - \frac{R_n}{R_{обр} + R_n} \right]. \end{aligned}$$

Таким образом, рассмотренная схема имеет реальный коэффициент передачи, близкий к 0,5:

$$K_{ПП} = 0,5 \left[ \frac{R_n}{r_{np} + R_n} - \frac{R_n}{R_{обр} + R_n} \right].$$

Отличие коэффициента передачи реального преобразователя от коэффициента передачи идеального преобразователя определяет погрешность от нелинейности, имеющей мультипликативный характер:

$$\gamma_{нл} = \frac{K_n}{K_{ПП}} - 1 = \frac{R_n}{r_{np} + R_n} - \frac{R_n}{R_{обр} + R_n} - 1.$$

Как следует из формулы, сопротивление нагрузки влияет на погрешность, следовательно, имеет место его оптимальное значение.

Для нахождения оптимального сопротивления нагрузки найдем максимум напряжения  $U_2$ , для чего приравняем нулю производную выходного напряжения по  $R_n$ :

$$\frac{dU_2^{\bar{}}}{dR_n} = 0,$$

откуда получим оптимальное сопротивление

$$R_{н.опт} = \sqrt{r_{np} R_{обр}}.$$

При возрастании частоты входного сигнала коэффициент передачи преобразователя изменяется за счет ухудшения выпрямительных свойств диода. Диод шунтируется емкостью полупроводникового перехода  $C_\delta$ , т. е. прямое и обратное сопротивление оказывается комплексным.

Комплексное прямое сопротивление мало отличается от прямого сопротивления на постоянном токе. Частотная погрешность имеет вид:

$$\gamma(\omega) = \frac{K_n(\omega)}{K_n(0)} - 1 = \frac{R_n}{Z_{np} + R_n} - \frac{R_n}{Z_{обр} + R_n} - 1; \quad \gamma_\omega \cong \frac{R_n}{|Z_{обр}|},$$

где  $Z_{обр} = \frac{R_{обр}}{1 + j\omega C_\delta R_{обр}}.$

### 2.2.2. Преобразователи амплитудных значений

Выходное напряжение амплитудного преобразователя равно или пропорционально амплитуде входного напряжения. Так как амплитуда – мгновенная величина, то в аналоговых преобразователях должно быть устройство аналоговой памяти. Такими свойствами обладает цепь с конденсатором, который заряжается до максимального значения с помощью управляемого или неуправляемого ключа и остается таким в течение длительного времени. В качестве простейшего элемента аналогового запоминающего устройства в пассивных (без усилителя) преобразователях амплитудных значений применяются полупроводниковый или ламповый диод и конденсатор.

Схемы амплитудных преобразователей иногда называют пиковыми детекторами, два их вида представлены на рис. 2.16.

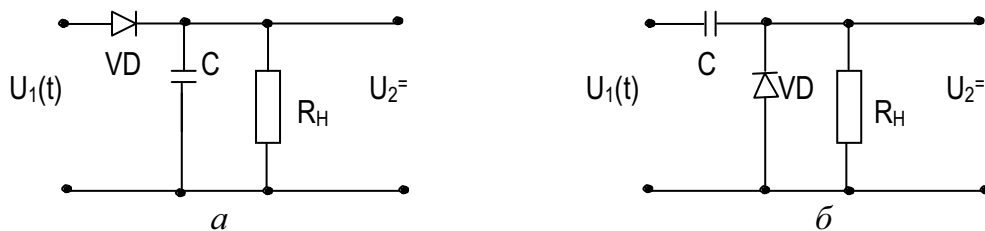


Рис. 2.16. Схема с открытым входом (а), с закрытым входом (б)

Схемы по принципу работы аналогичны, но свойства детекторов несколько отличаются. Первая схема пропускает постоянную составляющую, поэтому не может применяться в схемах, имеющих постоянное напряжение большой величины на фоне малого переменного на-

пряжения. Во второй схеме вход закрыт для постоянного напряжения, но выходное напряжение, кроме напряжения выпрямленного, содержит падение напряжения на диоде. Входные и выходные сопротивления схем детекторов так же различаются.

За счет различных сопротивлений заряда и разряда, напряжение на конденсаторе в течение нескольких периодов или даже за один период быстро достигает наибольшей, пиковой величины. Разряд конденсатора должен быть наименьшим. Это достигается выбором диода с большим обратным сопротивлением и сопротивлением нагрузки.

Работа амплитудного преобразователя поясняется временными диаграммами, изображенными на рис. 2.17.

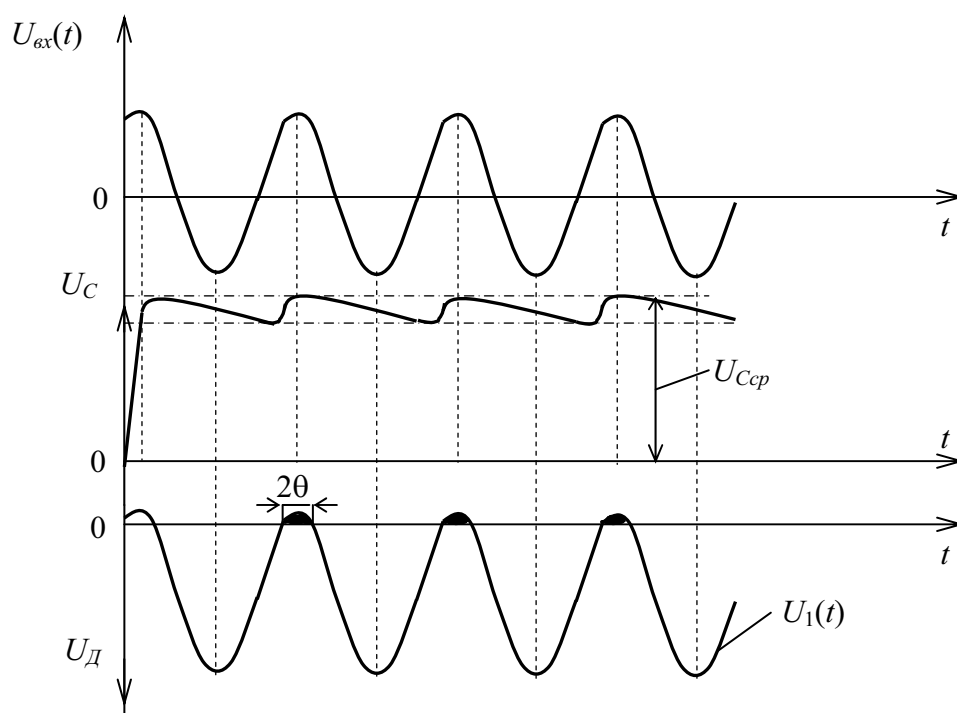


Рис. 2.17. Временные диаграммы напряжений на элементах преобразователя

Напряжение на конденсаторе несколько пульсирует за счет разряда его в то время, когда диод закрыт, и среднее значение  $U_{Ccp}$  меньше амплитуды входного сигнала. Подзарядка конденсатора происходит в течение небольшого угла  $2\theta$ , в это время диод открыт и на нем падает часть входного напряжения. Следовательно, постоянное выходное напряжение равно  $U_{Ccp}$  и определяется мгновенным значением входного напряжения для аргумента  $(90 - \theta)$ , т. е.:

$$U_{Ccp} = U_m \sin \omega t,$$

где  $\omega t = (90 - \theta)$ .

Тогда выходное напряжение преобразователя запишется в виде:

$$U_{Ccp} = U_m \sin(90 - \theta) = U_m \cos \theta.$$

Коэффициент передачи реального преобразователя от идеального, определяет его погрешность:

$$\gamma_A = 1 - \cos \theta.$$

Для расчета погрешности и реального коэффициента передачи необходимо знать зависимость  $\theta$  от параметров схемы.

Наиболее простой метод определения  $\theta$  через параметры схемы можно получить, используя линейные упрощенные соотношения. Заряд, который стекает через обратное сопротивление диода и сопротивление нагрузки:  $Q_p = i_p \Delta t_p$ , где  $i_p$  – ток утечки, ток разряда,  $\Delta t_p$  – время разряда;

$$i_p \cong \frac{U_m}{R_n} + \frac{U_m}{R_{обр}} \approx \frac{U_m}{R_p},$$

где  $R_p$  – сопротивление, эквивалентное разрядной цепи.

$$\text{Время разряда } \Delta t_p = T - \Delta t_z,$$

где  $\Delta t_z$  – время заряда,  $T$  – период входного сигнала.

С другой стороны, количество электричества, которое конденсатор получает за время заряда:

$$Q_z = i_z \Delta t_z = \frac{U_m}{r_{np}} \Delta t_z.$$

Угол отсечки можно выразить через время заряда как  $2\theta = \omega \Delta t_z$ .

$$\text{Тогда } \frac{U_m}{r_{np}} \times \frac{2\theta}{\omega} = \frac{U_m}{R_p} \left( T - \frac{2\theta}{\omega} \right).$$

Угол отсечки приближенно определяется по формуле

$$\Theta \cong \frac{r_{np}}{R_p}.$$

Из временной диаграммы видно, что напряжение на диоде принимает наибольшее значение  $U_{Ccp} + U_m \approx 2U_m$ . Диоды должны иметь обратное напряжение вдвое больше амплитуды преобразуемого напряжения –  $U_{\text{дон.диода}} \geq 2U_m$ .

Следующим параметром, по которому выбирается диод, является ток в прямом направлении (максимальный, или импульсный). Его величина определяется из следующих соотношений:

$$\frac{U_C}{R_p} = i_{cp} \text{ – среднее значение тока через диод в течение разряда.}$$

С другой стороны, среднее значение тока в течение заряда равно

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2-\theta}^{\pi/2+\theta} I_m \sin \omega t d\omega t.$$

Приравняв два последних уравнения можно определить амплитуду тока, импульс тока заряда:

$$I_m = \frac{\pi U_{Ccp}}{R_p \sin \theta} \approx \frac{\pi U_{Ccp}}{R_p \theta},$$

где  $\theta$  – угол отсечки в радианах.

Для схемы с открытым входом напряжение на выходе зависит от внутреннего сопротивления источника  $R_i$ , а именно, при  $R_i = \infty$ , выходное напряжение равно нулю. В детекторе с закрытым входом этот недостаток отсутствует.

Входные сопротивления детекторов с открытым и закрытым входами определяются как эквивалентно-усредненные за период сопротивления:

$$R_{вх.откр} = \frac{R_n}{2}; \quad R_{вх.закр} = \frac{R_n}{3}.$$

При изменении частоты входного сигнала, за счет изменения периода, а следовательно, времени разряда, изменяется среднее значение напряжения на конденсаторе, т. е. возникает частотная погрешность. Погрешность тем больше, чем больше период (меньше частота). Используя вышеприведенные формулы, получаем для частотной погрешности выражение:

$$\gamma_{\omega} = \frac{1}{2 f_n R_p C}.$$

Здесь погрешность рассчитывается на нижней частоте рабочего диапазона. Из формулы следует, что преобразователи амплитудных значений предпочтительнее применять для преобразования переменного напряжения в постоянное на высоких частотах.

### **2.2.3. Преобразователи эффективных значений**

В аналоговых вольтметрах независимо от того, какого вида используется преобразователь переменного напряжения в постоянное, шкала вольтметра градуируется в эффективных значениях. Так как для различных форм переменного напряжения соотношение между амплитудой, средним и эффективным значениями не остаются постоянными, то градуировка производится только при чисто синусоидальном измеряемом напряжении.

Проблема, связанная с формой измеряемого сигнала, отпадает если переменное напряжение преобразуется в постоянное на уровне эффективного значения, величина которого принята в качестве характеристики уровня (интенсивности) переменных периодических сигналов.

Известно, что эффективное значение переменного напряжения равно:

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

Как известно, эта интенсивность переменного тока возникла из равенства мощностей постоянного и переменного токов, выделяемых в одном и том же сопротивлении за одинаковое время.

$$\text{Мощность постоянного тока: } P_{=} = \frac{U_{=}^2}{R}.$$

$$\text{Мощность переменного тока: } P_{\sim} = \int_0^T \frac{u^2(t)}{R} dt.$$

Из равенства мощностей находится эквивалент переменного напряжения.

Для построения преобразователя эффективных значений необходимо выполнить все математические операции, которые имеются в этой формуле. Наиболее трудной аппаратной реализацией математической операции является возведение входного сигнала в квадрат. Другие операции как интегрирование и извлечение квадратного корня в аналоговых устройствах могут осуществляться с помощью выходного показывающего прибора при его градуировке.

Из рассмотренных в настоящее время квадраторов, применяемых в электронных вольтметрах, можно отметить следующие:

- квадраторы с использованием полупроводниковых и ламповых диодов с квадратичной характеристикой;
- квадраторы с использованием термовакуумных преобразователей;
- квадраторы с кусочно-линейной аппроксимацией параболы;

В качестве примера расчета возьмем последний квадратор, который применяется, не так часто, но его анализ и расчет с точки зрения методики и глубины изучения этого материала, несомненно, принесет большую пользу.

*Квадратичный детектор с аппроксимацией параболы* представляет собой набор параллельных цепочек, управляемых с помощью ключей (в нашем случае полупроводниковыми диодами).

Эквивалентное сопротивление параллельных цепей уменьшается по мере увеличения их количества. Ключи управляются входным сигналом.

В исходном состоянии диоды заперты напряжениями, создаваемыми с помощью источника смещения  $E_{см}$  и резистивных делителей. По мере увеличения входного напряжения число включенных цепочек возрастает, возрастает и ток через нагрузку (измерительный прибор –  $\mu A$ ) по закону кусочно-линейной параболы. Ясно, что увеличение числа цепочек и, соответственно, числа участков, аппроксимирующих квадратичную характеристику, приводит к уменьшению погрешности возведения в квадрат.

Принципиальная схема квадратичного детектора с аппроксимацией параболы представлена на рис. 2.18.

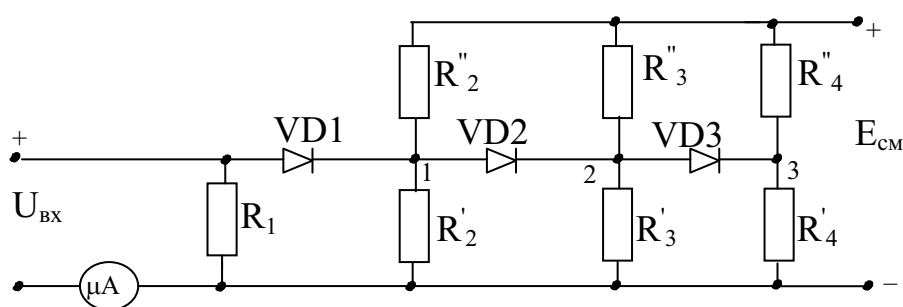


Рис. 2.18

Для простоты рисунка и расчета квадратора число отрезков аппроксимации параболы приведены три цепочки. Входное напряжение должно быть предварительно преобразовано в постоянное или пульсирующее напряжение положительной полярности. Выходной ток через микроамперметр зависит не только от входного напряжения, но и от величины эквивалентного сопротивления цепи при данном входном напряжении.

С помощью источника смещения  $E_{см}$  напряжения в точках 1, 2, 3 подобраны так, чтобы токи, соответствующие этим напряжениям, удовлетворяли закону расчетной (идеальной) параболы. По мере увеличения напряжения  $U_{вх}$  один за другим открываются диоды и параллельно резистору  $R_1$  подключаются все новые пары параллельно соединенных резисторов  $R'_2$  и  $R''_2$ ,  $R'_3$  и  $R''_3$  и т. д.

Таким образом, создаются линейные участки квадратичной характеристики – рис. 2.19.

Эквивалентные сопротивления на участках определяются по формулам:

$$1\text{-й участок } R_{экв1} = R_1;$$

$$2\text{-й участок } R_{экв2} = R_1 \parallel R'_2 \parallel R''_2;$$

3-й участок  $R_{экв3} = R_1 \parallel R'_2 \parallel R''_2 \parallel R'_3 \parallel R''_3$  и т. д.

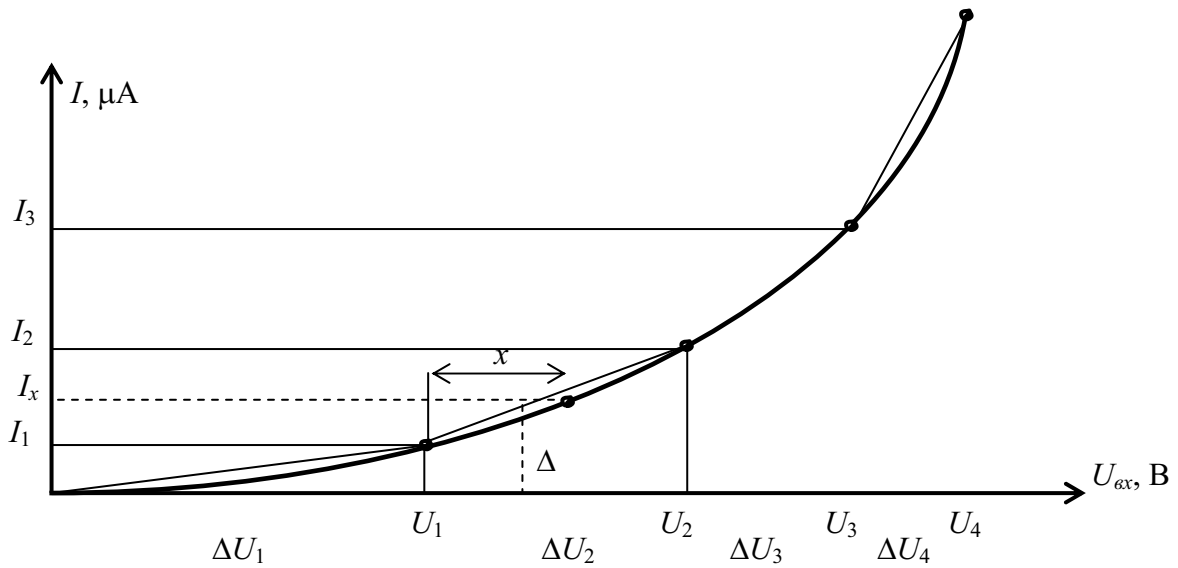
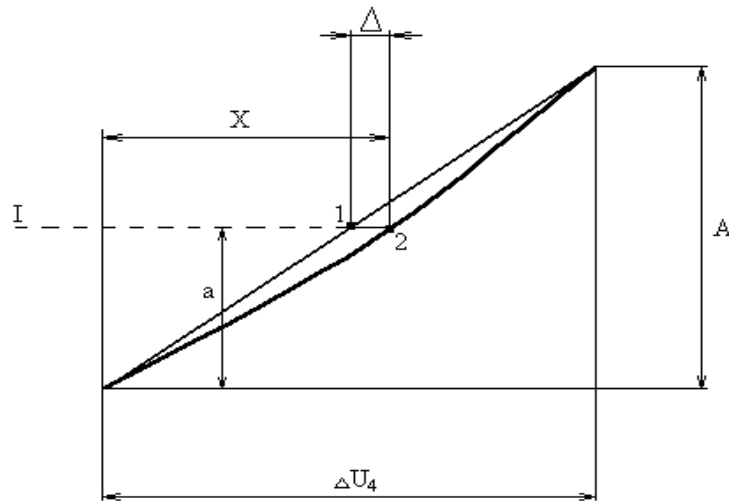


Рис. 2.19

Идеальная квадратичная характеристика  $I = kU^2$ . Внутри каждого участка реальная характеристика отличается от параболы.

Как видно из рисунка, внутри участка для тока  $I_x$  реальное и аппроксимированное входное напряжение отличаются на  $\Delta$ .



Зависимость  $\Delta$  от  $x$  имеет вид:

$$\Delta = \frac{x\Delta U_{n+1} - x^2}{2U_n}$$

Взяв производную  $\frac{\partial \Delta}{\partial x}$  и приравняв ее нулю, определяем место-

нахождение максимальной погрешности и ее величину.



На всех участках наибольшее отклонение реальной и идеальной характеристик приходится на середину линейного участка. А величина погрешности:

$$\Delta_{\max} = \frac{\Delta U_n^2}{8U_{n-1}}$$

Приведенная погрешность от аппроксимации может быть выражена через максимальный размах параболы, что будет соответствовать эффективному напряжению прямоугольной формы, амплитудой, равной размаху.

Чтобы приведенная погрешность на каждом участке не превышала заданной, отрезки аппроксимации определяются по формуле:

$$\Delta U_n = \sqrt{8\gamma_{\text{прив}} E_{\max} U_{n-1}},$$

где  $\gamma_{\text{прив}}$  – приведенная погрешность;  $E_{\max}$  – размах квадратичной зависимости;  $U_{n-1}$  – длина квадратичного участка без последнего.

Длиной первого участка необходимо задаться. Зная длину участков, определяют резисторы делителей, которые задают смещение диодов. Полное напряжение смещения диодов должно быть выбрано из условия  $E_{cm} > U_n$ .

Составим систему уравнений, которая описывает токи и напряжения в схеме:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{U_{n-1}}{E_{cm}} = \frac{R'_n}{R'_n + R''_n} \\ I_1 = kU_1^2 = \frac{\Delta U_1}{R_1} \\ I_2 = kU_2^2 = \frac{\Delta U_1 + \Delta U_2}{R_1} + \frac{\Delta U_2}{R_2} \\ \text{и т. д.} \\ R'_n = \frac{R'_n R''_n}{R'_n + R''_n} \end{array} \right\},$$

из данной системы находим:

$$\begin{aligned} R'_n &= R_n \frac{E_{cm}}{E_{cm} - U_{n-1}}; \\ R''_n &= R_n \frac{E_{cm}}{U_{n-1}}; \\ R_1 &= \frac{1}{k \Delta U_1}; \\ R_2 &= \frac{1}{k \Delta U_2} = \frac{1}{k (\Delta U_1 + \Delta U_2)}. \end{aligned}$$

Или для любого n-го участка:

$$R_n = \frac{1}{k \Delta U_n} = \frac{1}{k (\Delta U_1 + \dots + \Delta U_n)}$$

Следует отметить, что максимальное (номинальное) действующее значение преобразователя может значительно отличаться от длины рабочего участка параболы. Например, при синусоидальной форме отличие составляет 1,41, для сигналов треугольной формы 1,71 и т. д.

В приборах действующих значений чаще применяются преобразователи эффективных значений с использованием термопреобразователей.

Причем для получения линейного преобразования переменного напряжения в постоянное, используется метод взаимобратных преобразований, т. е. в схеме используются два идентичных термопреобразователя, один из которых выполняет операцию возведения входного переменного напряжения в квадрат, другой, включенный в цепь отрицательной обратной связи, выполняет операцию извлечения квадратного корня.

### Преобразователь эффективных значений на основе термопар

Преобразователь эффективных значений с использованием термопреобразователей изображен по упрощенной схеме рис. 2.20.

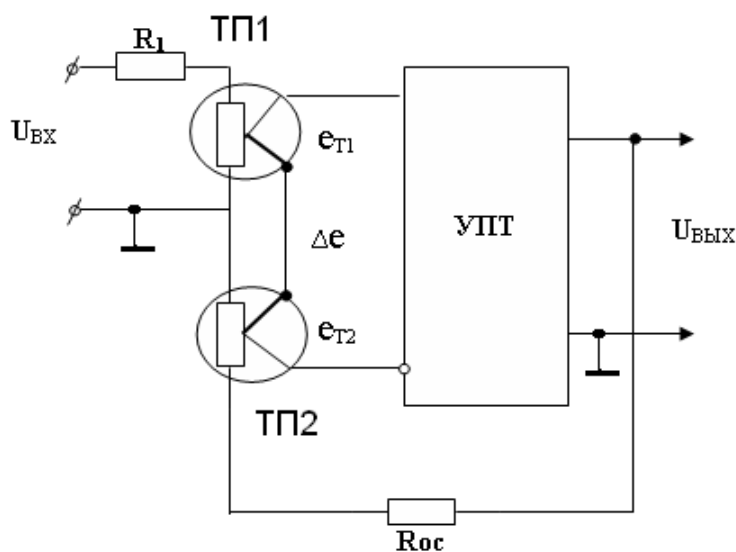


Рис. 2.20. Преобразователь эффективных значений с использованием термопреобразователей

Каждый термопреобразователь включен через ограничительные сопротивления ( $R_1$  и  $R_{oc}$ ).

Значение резисторов рассчитывается, исходя из напряжений, которые приложены ко входам термопреобразователям ТП1 и ТП2 и номинальных токов нагревателей ТП. Кроме того резистор на входе  $R_1$  определяет входное напряжение преобразователя эффективных значений.

Следует отметить, что схема должна быть строго симметрична, т. е. ограничительные сопротивления и термопреобразователи должны иметь идентичные параметры. В этом можно убедиться, проанализировав уравнение преобразования преобразователя. Определим выходное напряжение.

Для определения выходного постоянного напряжения составим систему уравнений:

$$\begin{cases} U_{\text{ex.yc}} = e_{T_1} - e_{T_2}; \\ I_H = \frac{U_{\text{ex}}}{R_1 + r_{H_1}}; \\ e_{T_1} = k_{T_1} I_H^2; \\ e_{T_2} = k_{T_2} \left( \frac{U_{\text{вых}}}{R_{oc} + r_{H_2}} \right)^2; \\ U_{\text{вых}} = U_{\text{ex.yc}} k_{yc}. \end{cases}$$

Неидеальность термопреобразователей состоит в том, что показатель степени может отличаться от 2, который может быть больше 2 или меньше 2. Не идеальны могут быть коэффициенты преобразования, т. е.  $k_{T_1}$  не равен  $k_{T_2}$ . Решая систему уравнений, найдем выходное напряжение для идеальных термопреобразователей, но для конечного коэффициента усиления:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_{\text{ex.yc}} k_{yc} = (e_{T_1} - e_{T_2}) k_{yc} = \left( k_{T_1} I_H^2 - k_{T_2} \left( \frac{U_{\text{вых}}}{R_{oc} + r_{H_2}} \right)^2 \right) k_{yc} = \\ &= k_{yc} k_{T_1} I_H^2 - k_{yc} k_{T_2} \left( \frac{U_{\text{вых}}}{R_{oc} + r_{H_2}} \right)^2 = k_{yc} k_{T_1} \frac{U_{\text{ex}}^2}{(R_1 + r_{H_1})^2} - k_{yc} k_{T_2} \frac{U_{\text{вых}}^2}{(R_{oc} + r_{H_2})^2} = \\ &= k_{yc} k_{T_2} \frac{1}{(R_{oc} + r_{H_2})^2} U_{\text{вых}}^2 + U_{\text{вых}} - k_{yc} k_{T_1} \frac{U_{\text{ex}}^2}{(R_1 + r_{H_1})^2} = 0; \\ D &= 1 + 4 \frac{k_{yc} k_{T_2}}{(R_{oc} + r_{H_2})^2} k_{yc} k_{T_1} \frac{U_{\text{ex}}^2}{(R_1 + r_{H_1})^2}; \\ U_{\text{вых}} &= \frac{-1 + \sqrt{1 + 4 \frac{k_{yc} k_{T_2}}{(R_{oc} + r_{H_2})^2} k_{yc} k_{T_1} \frac{U_{\text{ex}}^2}{(R_1 + r_{H_1})^2}}}{2 k_{yc} k_{T_2} \frac{1}{(R_{oc} + r_{H_2})^2}}. \end{aligned}$$

Считая:  $k_{T_1} = k_{T_2} = k_T$ , а также  $R_{oc} + r_{H_2} = R_1 + r_{H_1} = R$ , где  $r_{H_1}$  и  $r_{H_2}$  – сопротивления нагревателей термодпар, выходное напряжение представляется следующей зависимостью:

$$U_{\text{вых}} = \frac{-1 + \frac{2k_{yc}k_T U_{\text{вх}}}{R^2}}{\frac{2k_{yc}k_T}{R^2}} = -\frac{R^2}{2k_{yc}k_T} + U_{\text{вх}}.$$

Первое слагаемое в формуле определяет абсолютную статическую ошибку, характерную для компенсационных схем преобразования.

Для преобразователя без погрешности имеем:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}.$$

Равенство выполнимо, при условии, что коэффициент усиления  $k_{yc} = \infty$ .

Относительную статическую погрешность преобразователя от конечной величины усиления можно представить формулой:

$$\delta_{CT} = \frac{R^2}{2k_{yc}k_T U_{\text{вх}}}.$$

Мультипликативные погрешности преобразователя вызваны:

- а) неидентичностью коэффициентов термопар, т. е.  $k_{T1}$  не равен  $k_{T2}$ ;
- б) отличие характеристик термопреобразователей от квадратичной зависимости, т. е.  $n_1$  не равен  $n_2$ .

Если показатели степени преобразователей представить в виде

$$n_1 = 2 \pm \Delta n_1 \text{ и } n_2 = 2 \pm \Delta n_2,$$

то выходное напряжение можно определить с учетом погрешности по формуле:

$$U_{\text{вых}} = \sqrt[n_1]{\frac{n_2}{U_{\text{вх}}}}.$$

Более существенной является аддитивная погрешность преобразователя от смещения нуля усилителя при малом выходном сигнале термопар. Поэтому усилители должны иметь малое смещение нуля и малый дрейф нуля. Эта погрешность в относительном виде равна

$$\delta_{add} = \frac{\Delta U_{CM}}{e_T}.$$

### 2.3. Электромеханические измерительные преобразователи – измерительные механизмы

Основой аналоговой электроизмерительной техники являются электромеханические измерительные преобразователи (измерительные механизмы – ИМ), преобразующие электрическую энергию объекта измерения в механическую – в угол отклонения или перемещение.

ИМ представляют простейший измерительный прибор на определенный предел измерения тока или напряжения. ИМ можно классифи-

цировать на токовые и потенциальные. Устройства отличаются относительной простотой, дешевизной, высокой надежностью, имеют высокий класс точности.

Электромеханические измерительные преобразователи применяют для измерения тока, напряжения, мощности, сопротивлений и других электрических величин на постоянном и переменном токах преимущественно промышленной частоты 50 Гц.

Электромеханические преобразователи бывают:

- магнитоэлектрические измерительные приборы (применяются для измерения постоянных токов и напряжений);

- электродинамические измерительные приборы (применяются для измерения переменных токов до 10 А, переменных напряжений до 600 В и мощности от долей ватта до нескольких киловатт как на постоянном, так и на переменном токе промышленных частот (50 т, 400 Гц));

- электромагнитные измерительные приборы (применяют как измерители тока в цепях переменного тока промышленной частоты, в качестве щитовых приборов классов 1,0 и 1,5 и лабораторных классов 0,5 и 1,0. Использование их в цепях повышенной и высокой частоты недопустимо из-за больших дополнительных частотных погрешностей);

- электростатические измерительные приборы (измеряют среднее квадратическое значение напряжения. Эти приборы по принципу действия механизма являются вольтметрами. Достоинства электростатических приборов: широкий частотный диапазон (до 30 МГц) и малая мощность, потребляемая из измерительной цепи. Принцип действия электростатического механизма основан на взаимодействии электрически заряженных проводников).

Для преобразования переменного напряжения в угол отклонения могут использоваться электростатические, электродинамические и электромагнитные механизмы.

### **2.3.1. Магнитоэлектрические измерительные механизмы**

В магнитоэлектрических измерительных механизмах вращающий момент создается в результате взаимодействия магнитного поля постоянного магнита и магнитного поля проводника с током, выполняемого обычно в виде катушки-рамки.

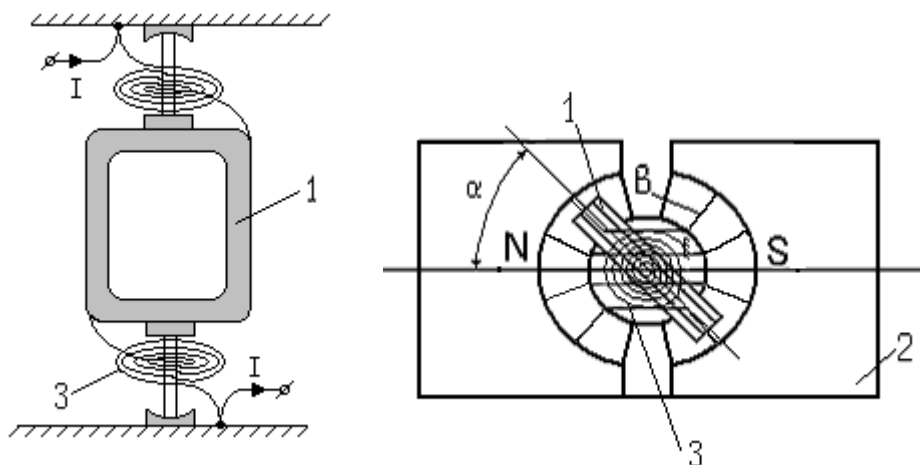


Рис. 2.21. Магнитоэлектрические измерительные механизмы:  
 1 – рамка с током; 2 – магнит; 3 – упругий элемент (пружина),  
 создающий противодействующий момент

Уравнение преобразования для магнитоэлектрического механизма

$M_{вр} = BswI$ ,  $M_{вр}$  – вращательный момент;

$M_{пр} = W\alpha$ ,  $M_{пр}$  – противодействующий момент;

$\Sigma W = 0$ .

Отсюда

$$\alpha_{мэ} = BswI / W = S_I; \quad S_I = Bs\omega I / W,$$

где  $S_I$  – чувствительность измерительного механизма;  $\alpha$  – угол отклонения;  $I$  – ток в обмотке;  $B$  – линии магнитной индукции;  $W$  – удельный противодействующий момент;  $w$  – число витков.

**Характеристики:** класс точности 0,05; предел измерения 10 мкА – 10 мА.

**Достоинства магнитоэлектрических ИМ** – высокая точность, большая чувствительность.

**Недостатки** – сложная и дорогая конструкция, измерения только на постоянном.

### 2.3.2. Электродинамические измерительные механизмы

Принцип действия электродинамических приборов основан на взаимодействии магнитных полей катушек, по которым протекает ток. Устройство механизма показано на рис. 2.21

В электродинамических измерительных механизмах вращающий момент возникает в результате воздействия магнитных полей неподвижной и подвижной катушек с токами.

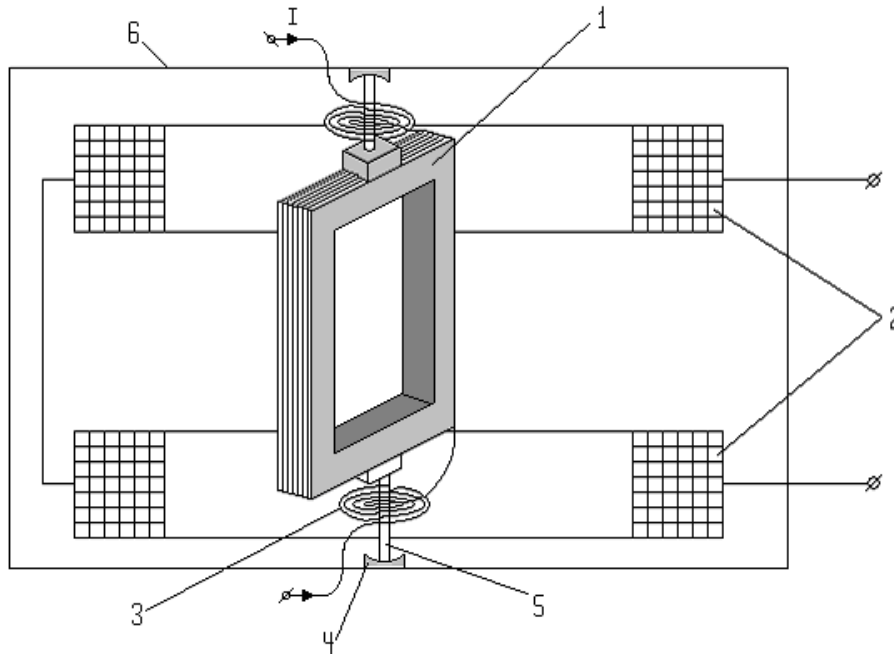


Рис. 2.22. Электродинамические измерительные механизмы:  
 1 – подвижная катушка; 2 – неподвижные катушки (соединены последовательно);  
 3 – упругий элемент (пружина), создающий противодействующий момент;  
 4 – подпятник; 5 – подвижная опора; 6 – корпус

Внутри неподвижных катушек 1 может вращаться подвижная катушка 2. Ток к подвижной катушке подается через пружины 4, которые при повороте этой катушки создают противодействующий момент. Поворот осуществляется вращающим моментом, вызванным взаимодействием магнитных полей катушек 1 и 2.

#### **Уравнение преобразования для электродинамического преобразователя**

Поскольку от угла поворота подвижной катушки  $\alpha$  зависит только от  $M$  – взаимная индуктивность катушки, то вращающий момент

$$M_{BP} = \frac{\partial M_m}{\partial \alpha} = I_1 I_2 \frac{\partial M}{\partial \alpha},$$

где  $M_m$  – электрокинетическая энергия катушек с токами.

При равновесии вращающий и противодействующий моменты уравновешены:  $M_{BP} = M_{ПР}$ , т. е.  $I_1 I_2 \frac{\partial M}{\partial \alpha} = W\alpha$ , где  $W$  – удельный противодействующий момент пружины.

Следовательно, уравнение преобразования прибора

$$\alpha = I_1 I_2 \frac{1}{W} \frac{\partial M}{\partial \alpha}.$$

На основе электродинамического механизма в зависимости от схемы соединения обмоток могут выполняться вольтметры, амперметры, ваттметры.

$$M_{ВР} = I^2/2 \times dM_{12}/d\alpha, \quad M_{ПР} = W\alpha$$

$$\alpha = \frac{1}{w} I^2 \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha},$$

где  $\alpha$  – угол отклонения;  $I$  – ток в обмотке;  $w$  – число витков;  $M$  – взаимная индуктивность между подвижной и неподвижной катушками.

*Характеристики:* класс точности 0,1; 0,2; 0,5. Значение предела измерения зависит от параметров катушки (толщина проволоки, число витков и т. д.), предел измерения 1 мА – 100 мА.

*Достоинства электродинамических ИМ* – высокая точность и возможность использования их в цепях постоянного и переменного токов.

*Недостатки* – малая чувствительность, влияние внешних магнитных полей на показание ИМ, большая мощность потребления, ограниченный частотный диапазон (до 1,5 КГц).

### 2.3.3. Электромагнитный механизм

Принцип действия приборов электромагнитной системы основан на взаимодействии магнитного поля, создаваемого током в неподвижной катушке, с подвижным ферромагнитным сердечником. Конструкция электромагнитного измерительного механизма представлена на рис. 2.23.

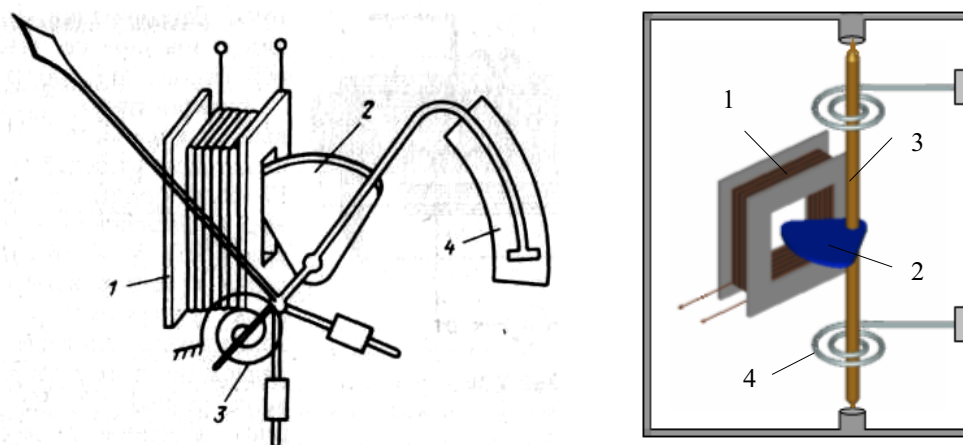


Рис. 2.23. Конструкция электромагнитного измерительного механизма:  
1 – неподвижная катушка с током; 2 – подвижный сердечник (с закрепленной на нем стрелкой); 3 – полюсные наконечники 4 – спиральная пружина

Под действием магнитного поля сердечник втягивается внутрь катушки. Подвижная часть механизма поворачивается до тех пор, пока вращающий момент не уравновесится противодействующим моментом, создаваемым пружиной.



В электромагнитных измерительных механизмах вращающий момент возникает в результате воздействия магнитного поля катушки, по обмотке которой протекает измеряемый ток, с одним или несколькими ферромагнитными сердечниками, обычно составляющими подвижную часть механизма.

*Уравнение преобразования для электромагнитного преобразователя*

Энергия магнитного поля катушки, через которую протекает ток  $I$ ,

$$W_m = \frac{LI^2}{2},$$

где  $L$  – индуктивность катушки, зависящая от положения сердечника, а следовательно и от угла поворота подвижной части.

$$\text{Вращающий момент } M_{BP} = \frac{\partial W_m}{\partial \alpha} = \frac{I^2}{2} \times \frac{\partial L}{\partial \alpha}.$$

При установившемся отклонении подвижной части механизма  $M_{BP} = M_{ГР}$ , где  $M_{ГР} = W\alpha$ , тогда уравнение преобразования прибора имеет вид

$$\alpha_{эм} = \left(\frac{1}{2W}\right) \left(\frac{\partial L}{\partial \alpha}\right) I^2,$$

где  $I$  – ток в обмотке;  $W$  – удельный противодействующий момент;  $L$  – индуктивность катушки, зависящая от положения сердечника.

*Характеристики:* класс точности 0,2–0,5, предел измерений 100 мкА – 100 А.

*Достоинства электромагнитных приборов* – простота и надежность, хорошая перегрузочная способность и одинаковая пригодность для измерений в цепях постоянного и переменного токов.

*Недостатки* – большое собственное потребление энергии, невысокая точность, малая чувствительность, влияние внешних магнитных полей из-за слабого собственного магнитного поля.

Электромагнитные измерительные приборы применяют для измерения тока, напряжения, мощности, сопротивлений и других электрических величин на постоянном и переменном токах преимущественно промышленной частоты 50 Гц.

#### **2.3.4. Электростатический механизм**

Для данного случая преобразователь должен реагировать непосредственно на напряжение. К таким электромеханическим преобразователям относится электростатический механизм рис. 2.24.

*Принцип действия*

Между неподвижными пластинами 1 может перемещаться подвижная пластина 2, укрепленная на оси 3. При подключении к прибору на-

пряжения подвижная и неподвижная пластины получают противоположные заряды, и между ними возникает электрическое поле. В результате подвижная пластина втягивается в зазор между неподвижными, создавая вращающий момент, под действием которого перемещается укрепленная на оси указательная стрелка. Противодействующий момент создается спиральной пружиной 4.

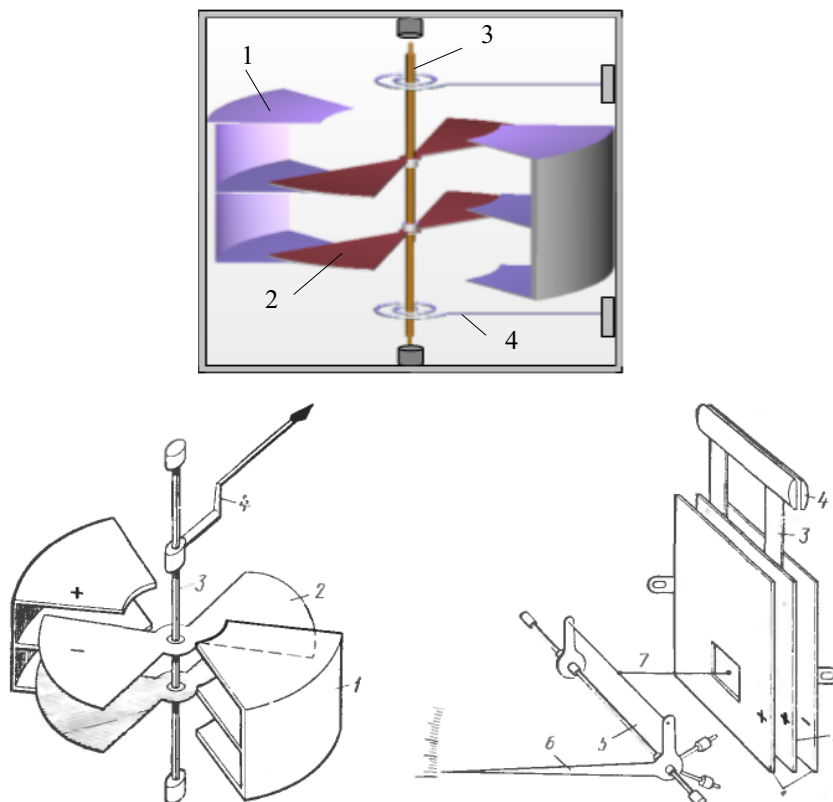


Рис. 2.24. Конструкции электростатического измерительного механизма:  
 1 – неподвижные камеры (пластины); 2 – подвижные алюминиевые пластины;  
 3 – ось, 4 – спиральные пружины

### Уравнение преобразования

Энергия электростатического поля, запасенная электростатическим измерительным механизмом,

$$W_{\text{э}} = \frac{CU^2}{2},$$

где  $C$  – емкость между пластинами, зависящая от их взаимного расположения;  $U$  – напряжение, подведенное к пластинам. Следовательно, вращающий момент

$$M_{\text{вп}} = \frac{\partial W_{\text{э}}}{\partial \alpha} = \frac{1}{2} U^2 \frac{\partial C}{\partial \alpha}.$$

Противодействующий момент  $M_{ПР} = W\alpha$  при равновесии равен  $M_{ВР}$ . Таким образом, уравнение преобразования электростатического прибора имеет вид

$$\alpha = \frac{1}{2W} U^2 \frac{\partial C}{\partial \alpha}.$$

К достоинствам приборов электростатической системы относятся широкий частотный диапазон  $f = (0 \div 500)$  МГц, ничтожное потребление энергии, довольно небольшая предельная погрешность измерений  $\gamma_{ПР} = 0,05\%$ . Измеряемое напряжение может составлять от 10 В до 500 кВ.

Также из уравнения преобразования следует, что электростатические механизмы могут применяться для измерений в цепях постоянного и переменного тока, так как при изменении полярности напряжения  $U$  направление отклонения подвижной части не меняется.

В табл. 2.1 приведены усредненные характеристики измерительных механизмов и их использование в различных измерительных приборах.

Таблица 2.1

Разновидности ИМ	Род тока и частота	Уравнение преобразования	Минимальный предел измерения, А	Класс точности	Область применения
Электромагнитный	Постоянный и переменный: 40 Гц – 8 кГц	$\alpha = \frac{1}{2W} I^2 \frac{\partial L}{\partial \alpha}$	$10^{-2}$	0,5	Амперметры, вольтметры
Электродинамический	То же, 40 Гц – 20 кГц	$\alpha = \frac{1}{W} I_1 I_2 \frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha} \cos \psi$	$10^{-2}$	0,1	Амперметры, вольтметры, ваттметры, фазометры
Ферродинамический	То же, 40 Гц – 1,5 кГц	$\alpha = \frac{1}{W} I_1 I_2 \frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha} \cos \psi$	$0,5 \cdot 10^{-2}$	1,0	Щитовые амперметры, вольтметры, ваттметры
Магнитоэлектрический	Постоянный	$\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial \Psi_M}{\partial \alpha} I$	$10^{-7}$	0,1	Амперметры, вольтметры, гальванометр
Индукционный	Переменный 50 Гц	$\alpha = KI_1 I_2 \cos \psi$	–	0,5	Счетчики

Уравнения преобразования в общем случае для всех измерительных механизмов имеют нелинейный характер. Конструктивными приемами

нелинейность уменьшается либо практически по всей длине шкалы, как у магнитоэлектрических, либо на большей ее части (от 80 до 85 %).

Большинство механизмов, как следует из уравнений шкалы, реагируют на ток, а в основе принципа действия лежит взаимодействие магнитных полей. Электростатический механизм использует в основе своего принципа действия электростатическое взаимодействие, т. е. взаимодействие неподвижных зарядов. Поэтому в цепи измерительного механизма отсутствуют токи проводимости.

Независимо от принципа действия, все преобразователи используют всеобщий принцип измерения – сравнение неизвестной величины с мерой, в данном случае в качестве которой выступает удельный противодействующий момент пружины. А уравнение преобразования (уравнение шкалы) определяется из условия, что вращающий момент уравновешивается противодействующим:

$$M_{BP} = M_{PP},$$

где  $M_{PP} = W\alpha$  создается механическим путем с помощью пружины,  $W$  – жесткость пружины или удельный противодействующий момент пружины,  $\alpha$  – угол отклонения подвижной части – указателя угла отклонения.

В механизмах с подвижной частью на опорах вращающий момент на практике определяют по формуле:

$$M_{BP} = 0,1 A \times G^{1,5},$$

т. е. через вес подвижной части  $G$  и  $A$  – коэффициент добротности. В формуле вращающий момент соответствует максимальному углу поворота. Коэффициент добротности для различных механизмов имеет значение от 0,5 до 2.

Чтобы подвижная часть быстро устанавливалась в положение равновесия, механизмы снабжают успокоителями. В электродинамических механизмах применяют воздушные успокоители, в электромагнитных – воздушные и жидкостные, а в магнитоэлектрических используется электромагнитное (магнитоиндукционное) успокоение, которое проявляется в том, что при движении рамки в магнитном поле в ней наводится электродвижущая сила. Если рамка замкнута на сопротивление конечной величины, то в цепи подвижной части (рамке) протекает ток, создается магнитный поток. Созданное, таким образом, магнитное поле, направлено против поля постоянного магнита. Взаимодействие полей приводит к торможению подвижной системы.

Электромагнитные механизмы имеют наиболее простую конструкцию в сравнении с другими механизмами, состоящую из неподвижной катушки и подвижного ферромагнитного сердечника, причем ток проходит через неподвижные элементы, поэтому возможно создавать конструкции механизмов на большие токи до 200 А и более.

В большинстве других конструкциях измерительных механизмов ток к подвижной части подводят с помощью пружины или подвесов

(растяжек), которые выполняют функции устройства, создающего противодействующий момент. В этом случае возникают некоторые проблемы, связанные с тем, что ток через подводящие пружины или растяжки ограничивается величиной 0,5 А, так как при больших токах ухудшаются упругие свойства пружины за счет ее нагрева.

Для защиты от влияния внешних магнитных и электрических полей механизмы помещают в экраны.

## 2.5. Контрольные вопросы к главе 2

1. Какие масштабные преобразователи применяются на постоянном токе и почему?
2. Изобразите схемы включения приборов с масштабными преобразователями.
3. Вывести выражение для расчета сопротивления шунта.
4. Если шунт преобразует ток в напряжение, из какого материала следует выполнить шунт?
5. Если шунт расширяет пределы измерения токового прибора, каким требованиям должен удовлетворять материал шунта?
6. Как записать мощность с учетом трансформаторов тока и напряжения.
7. Емкостные делители применяются для расширения пределов измерения электростатических приборов. Почему их не применяют в магнитоэлектрических вольтметрах?
8. Почему трансформатор тока нельзя включать под напряжение с разомкнутой вторичной обмоткой?
9. Привести два возможных номинальных значений резисторов для резистивного делителя, с помощью которого можно поделить напряжение в 2, 3, 10 и 100 раз.
10. Емкости конденсаторов емкостного делителя 10 и 100 пФ. Как поделится входное напряжение величиной 1000 В на конденсаторах?
11. Почему емкостные делители имеют частотную погрешность?
12. В каких приборах и почему для расширения пределов измерения применяют добавочные сопротивления?
13. Какие начальные условия необходимо задать для расчета сопротивления добавочного резистора?
14. Как определяется мощность добавочного сопротивления?
15. Объяснить причину частотной погрешности трансформаторов.
16. Каким образом работает индуктивный делитель?
17. Для чего необходимы делители тока, делители напряжения, мощности?
18. Какие существуют в измерительной технике масштабные преобразователи?
19. Назвать все возможные погрешности масштабных преобразователей.

20. Почему низкоомные делители имеют меньшие частотные погрешности, чем высокоомные?
21. Какие моменты действуют на подвижную часть измерительного механизма: а) в статике, б) в динамике?
22. Вывести уравнения преобразования магнитоэлектрического механизма.
23. Как определить чувствительность, зная пределы измерения и число делений?
24. Вывести уравнения преобразования электростатического механизма.
25. Как связан вращающий момент измерительного механизма и вес подвижной части?
26. Объяснить принцип работы индукционного успокоителя.
27. Что такое момент инерции и как проявляется его действие на движение подвижной части?
28. Пояснить способы линеаризации шкалы измерительных механизмов.
29. Записать полное сопротивление механизмов, работающих на переменном токе, и пояснить, что это сопротивление определяет. В каких приборах внутреннее сопротивление на переменном токе приводит к появлению частотной погрешности?
30. Объяснить температурную погрешность измерительного механизма.
31. Что такое ток и напряжение полного отклонения?
32. Какие перегрузки допускают измерительные механизмы по току и напряжению в соответствии с требованиями ГОСТ?
33. Пояснить принцип измерения и привести схему для определения внутреннего сопротивления механизма.
34. Из какого материала изготавливаются подвижные катушки измерительных механизмов и почему?
35. Что такое жесткость пружины, и в каких единицах она измеряется?
36. Пояснить влияние жесткости пружины на точность измерительного механизма.
37. Назвать составляющие общей погрешности измерительного механизма.
38. Определить погрешность отсчетного устройства измерительного механизма, если известно, что при длине шкалы в 90 мм нанесено 50 делений.
39. Какое минимальное расстояние между двумя делениями допускается на шкалах измерительных приборов?
41. Получить формулы для расчета средневыпрямленного и действующего значения переменного напряжения при различной форме сигнала: синусоидальной, прямоугольной и треугольной.

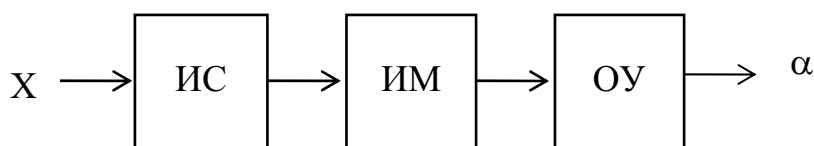
42. Чему равно средневыпрямленное значение переменного напряжения 220 В при: а) синусоидальной б) треугольной в) прямоугольной формах.
43. Чему равно эффективное (действующее) значение переменного напряжения амплитудой 220 В при: а) синусоидальной форме, б) прямоугольной, в) треугольной формах.
44. Как называется отношение действующего значения к среднему (средневыпрямленному) значению?
45. Какую функцию выполняет выпрямительный диод в формуле для среднего (средневыпрямленного) значения?
46. Какую функцию выполняет выпрямительный диод в преобразователе амплитудного значения?
47. Изобразить принципиальные схемы выпрямительных преобразователей.
48. Как называется отношение выпрямленного тока к обратному току?
49. Назовите особенности мостовой схемы выпрямления.
50. Почему с ростом частоты входного напряжения выпрямительные свойства преобразователей ухудшаются?
51. Вывести выражение для расчета погрешности за счет нелинейности вольтамперной характеристики выпрямительного диода.
52. Как определить оптимальное сопротивление нагрузки преобразователя средних значений?
53. Почему выходное напряжение преобразователя амплитудных значений зависит от частоты?
54. Назовите особенности схем амплитудных детекторов с открытым и закрытым входом.
55. Почему напряжение, приложенное к диоду амплитудного детектора, вдвое превышает амплитуду измеряемого напряжения?
56. Вывести выражение для пикового значения тока через диод амплитудного детектора в проводящий полупериод входного напряжения.
57. Как влияет угол отсечки на пиковое значение тока через диод и выходное напряжение?
58. Вывести формулы для определения среднего и эффективного значений переменного напряжения прямоугольной формы.
59. Назвать особенности преобразователей эффективных значений на основе полупроводниковых диодов.
60. Определить коэффициент преобразования преобразователя эффективных значений на основе полупроводникового диода.
61. Почему вольтметры переменного тока, использующие преобразователи средних значений, могут иметь погрешность от формы измеряемого напряжения?

## Глава 3 ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

### Общая характеристика и структура приборов

В основе устройства и принципа действия приборов этой группы положено использование электромеханических измерительных механизмов.

Структурные схемы аналоговых электромеханических приборов имеют три основных элемента: измерительную схему (ИС), измерительный механизм (ИМ) и отсчетное устройство (ОУ).



*Рис. 3.1. Структурная схема электромеханического прибора*

Все элементы структурной схемы выполняют измерительные преобразования, поэтому определяют класс точности всего прибора. Измерительная схема или измерительная цепь (ИС) преобразует входную измеряемую величину во входной сигнал измерительного механизма ИМ.

Отсчетное устройство (ОУ) является частью измерительного механизма – это конструктивно единое целое. Но если измерительный механизм (ИМ) в приборе остается неизменным, то отсчетное устройство (ОУ) можно изменить в проектируемом приборе, нанося новую шкалу. ИМ выполняет преобразование электрической величины в перемещение, которое определяется по отсчетному устройству (ОУ). ИМ с ОУ характеризуются такими паспортными параметрами, как ток полного отклонения ( $I_n$ ), внутреннее сопротивление ( $r_0$ ) и класс точности ( $\gamma_0$ ). Напряжение полного отклонения – производная величина, равная произведению тока полного отклонения на внутреннее сопротивление.

Класс точности ИМ определяется как:

$$\gamma_M = \sqrt{\gamma_{им} + \gamma_{отсч}^2},$$

где:  $\gamma_{им}$  – погрешность собственно измерительного механизма без отсчетного устройства;  $\gamma_{отсч}$  – погрешность отсчета, включающая погрешности шкалы и указателя. Погрешность собственно измерительного механизма, как правило, меньше погрешности отсчета.

Например, измерительный механизм класса точности 1,0 имеет 50 делений.

$$\text{Погрешность отсчета } \gamma_{отсч} = \frac{\Delta N}{N_{\max}} 100 = \frac{0,5 \text{ дел}}{50} 100 = 1 \%$$



Отсюда следует, что  $\gamma_{им} \approx 0$  или  $\gamma_{отсч} \gg \gamma_{им}$ .

В соответствии с указаниями ГОСТа расстояние между двумя делениями на шкале, которые различимы человеческим глазом, не должно быть меньше 0,3 мм. Поэтому при известной длине шкалы можно определить максимальное число рисок, делений на шкале, т. е.

$$N_{\max \text{ дел}} = \frac{L_{\text{шкалы}} [\text{мм}]}{0,3 \text{ мм}}$$

Практически в однотипных механизмах могут не выполняться предельные случаи нанесения делений по длине шкалы. Следовательно, в проектируемом приборе можно повысить класс точности механизма до предельного, нанеся дополнительные деления.

### 3.1. Магнитоэлектрические приборы

#### 3.1.1. Магнитоэлектрический амперметр

Магнитоэлектрический механизм имеет заданный ток полного отклонения и напряжение полного отклонения. Спроектировать магнитоэлектрический амперметр означает увеличить его предел измерения,

т. е.  $\frac{I_A}{I_n} = n, n > 1$ .

Если у прибора выполняется несколько пределов измерения, приборы называются многопредельными. Отсчетное устройство тогда содержит несколько шкал, иногда, если это возможно, шкалы совмещают.

Схема однопредельного амперметра представлена на рис. 3.2.

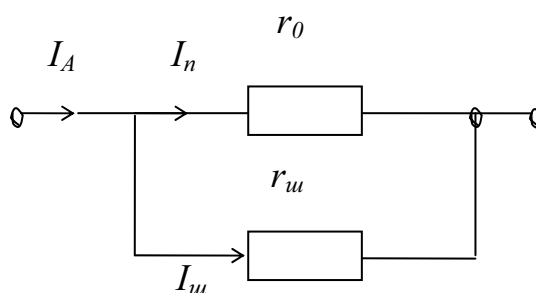


Рис. 3.2. Схема магнитоэлектрического амперметра

Система уравнений для амперметра:

$$I_A = I_n + I_w, \frac{I_A}{I_n} = n$$

$$I_n r_0 = I_w r_w,$$

$$\alpha_n = S_I I_n,$$

где  $\alpha_{II}$  и  $S_I$  – полный угол отклонения и чувствительность измерительного механизма. Система уравнений устанавливает связи в электрической цепи амперметра. Отсюда уравнение шкалы амперметра:

$$\alpha_n = S_I \frac{r_u}{r_u + r_0} I_A.$$

Из системы уравнений определяется сопротивление шунта:

$$r_u = \frac{r_0}{n - 1}.$$

Конструктивный расчет шунта сводится к определению диаметра и длины провода, который служит для изготовления шунта, а его сопротивление определяют по формуле:

$$r_u = \rho \frac{l}{S},$$

где  $\rho$  – удельное сопротивление материала провода;  $l$  – длина провода;  $S$  – площадь поперечного сечения провода.

Сечение (диаметр) определяется из допустимой плотности тока в сечении шунта  $3 \text{ А/мм}^2$ , т. е.

$$d_{np} \geq 0,02 \sqrt{I[\text{мА}]}.$$

Диаметр провода в изоляции должен быть увеличен на 10 % по сравнению с расчетным. Материалом, из которого изготавливается шунт, обычно является манганин, сопротивление которого практически не изменяется от температуры (ТКС =  $(10^{-5} - 10^{-6}) \text{ \% / } ^\circ\text{C}$ ). Медное сопротивление рамки измерительного механизма изменяется при изменении температуры в соответствии с температурным коэффициентом сопротивления меди (ТКС =  $0,4 \text{ \% / } ^\circ\text{C}$ ). Для температурной компенсации применяются две схемы: последовательная и последовательно-параллельная. Схемы изображены на рис. 3.3.

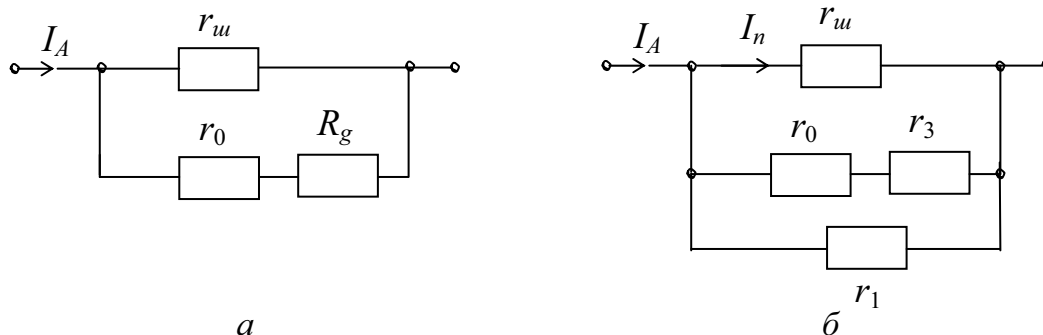


Рис. 3.3. Схемы температурной коррекции амперметров:  
а – последовательная; б – последовательно-параллельная

Резисторы  $R_g, r_2, r_3$  выполнены из манганина, а  $r_1$  – из меди. Схема б в линейном приближении дает полную компенсацию температурной погрешности:

$$\frac{\Delta I_n}{I_n} \cong 0 \text{ при } I_A = \text{const.}$$

Общая приведенная инструментальная (мультипликативная) погрешность амперметра определяется из полного дифференциала:

$$\gamma_{\text{осн}} = \frac{d\alpha}{\alpha_n} = \frac{\frac{\partial \alpha}{\partial S_I} dS_I + \frac{\partial \alpha}{\partial r_{\text{ш}}} dr_{\text{ш}} + \frac{\partial \alpha}{\partial r_0} dr_0}{S_I \frac{r_{\text{ш}}}{r_0 + r_{\text{ш}}}}.$$

Основная и дополнительная погрешности можно определить через геометрическую сумму составляющих погрешностей:

$$\gamma_0 = \sqrt{F_1^2 \left( \frac{dS_I}{S_I} \right)^2 + F_2^2 \left( \frac{dr_{\text{ш}}}{r_{\text{ш}}} \right)^2 + F_3^2 \left( \frac{dr_0}{r_0} \right)^2},$$

где  $F_1, F_2, F_3$  – функции влияния чувствительности, шунта и сопротивления механизма на погрешность амперметра.

Причем  $F_1 = 1$ , а функции  $F_2$  и  $F_3$  одинаковы и равны  $F = \frac{r_0}{r_0 + r_{\text{ш}}}$ ;

$\gamma_{S_I} = \frac{dS_I}{S_I}$  – класс точности измерительного механизм;  $\gamma_{r_{\text{ш}}} = \frac{dr_{\text{ш}}}{r_{\text{ш}}}$  –

класс точности шунта;  $\frac{dr_0}{r_0}$  – погрешность измерения сопротивления  $r_0$ .

Дополнительная погрешность амперметра без температурной коррекции определяется как температурная погрешность при изменении температуры на  $10^\circ\text{C}$  и связана, в основном, с изменением сопротивлений электрической цепи прибора:

$$\gamma_\theta = \frac{\Delta r_0}{r_0 + r_{\text{ш}}} = \frac{TKCr_0 \Delta \theta}{r_0 + r_{\text{ш}}},$$

где числитель определяет изменение медного сопротивления измерительного механизма при изменении температуры на  $\Delta \theta$  градусов.

По пределам основной и дополнительной погрешности определяется класс точности. Если по дополнительной погрешности прибор не укладывается в заданный класс точности, применяют схему коррекции.

### 3.1.2. Магнитоэлектрический вольтметр

Схема вольтметра представлена на рис. 3.4.

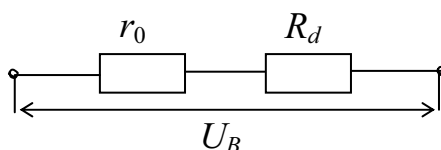


Рис. 3.4. Схема магнитоэлектрического вольтметра

Схема вольтметра содержит измерительный механизм и добавочный резистор, ограничивающий ток в цепи до тока, не превышающего ток полного отклонения механизма. Величина добавочного сопротивления выбирается исходя из:

$$R_d = \frac{U_B}{I_n} - r_0,$$

или через напряжение полного отклонения:

$$R_d = r_0 \left( \frac{U_B}{I_n r_0} - 1 \right) = r_0 (m - 1),$$

где  $m$  – постоянный коэффициент для данного предела измерения, равный  $m = \frac{U_B}{U_n}$ .

Если добавочный резистор изготавливается из круглого манганинового провода, то:  $R_d = \rho \frac{l}{S}$ .

По формуле определяют геометрические параметры провода и инструментальную погрешность. При этом сечение провода или диаметр круглого провода выбирают исходя из условия, что плотность тока не должна превышать  $3 \text{ А/мм}^2$ . Включение добавочного сопротивления из манганина последовательно с сопротивлением измерительного механизма приводит к уменьшению температурной погрешности вольтметров, так как медное сопротивление механизма включается последовательно с неизменным сопротивлением манганина т. е.:

$$\gamma_\theta = \frac{\Delta r_0}{r_0 + R_d} = \frac{TKC r_0 \Delta \theta}{r_0 + R_d}.$$

При малых измеряемых напряжениях величина добавочного сопротивления становится малой, и температурная погрешность увеличивается.

ся и может превысить заданную, поэтому в милливольтметрах используют последовательно-параллельную схему, представленную на рис. 3.5.

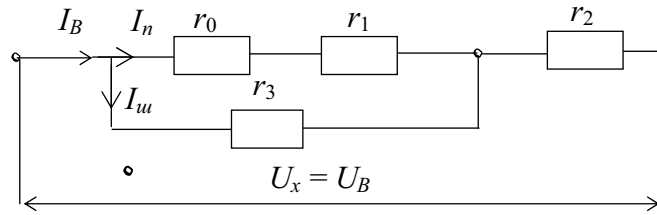


Рис. 3.5. Схема коррекции температурной погрешности милливольтметра

Здесь  $r_1$  и  $r_2$  выполняются из манганина, а  $r_3$  – из меди. При  $U_x = \text{const}$  добиваются  $I_n = \text{const}$  при изменении  $r_0$  и  $r_3$  при действии температуры. Это условие можно выразить соотношением:

$$\frac{r_2}{r_2 + r_3} = \frac{TKC_{01}}{TKC_3},$$

где  $TKC_{01}$  – результирующий температурный коэффициент  $(r_0+r_1)$ ,

$$TKC_{01} = \frac{TKC_0 r_0}{r_0 + r_1},$$

$TKC_3$  – температурный коэффициент сопротивления  $r_3$ .

Уравнение шкалы магнитоэлектрического вольтметра:

$$\alpha_n = K_{мэв} U_x;$$

$$\alpha_n = \frac{S_I}{(R_d + r_0)} U_x,$$

$K_{мэв} = \frac{S_I}{(R_d + r_0)}$  – коэффициент преобразования вольтметра, позволяет произвести градуировку шкалы и определить основную погрешность вольтметра:

$$\begin{aligned} \gamma_{мэв} &= \frac{d\alpha}{\alpha_n} = \frac{\left( \left( -\frac{1}{(R_d + r_0)^2} \right) S_I U \right)}{\frac{1}{R_d + r_0} S_I U} dR_d + \\ &+ \frac{\left( \left( -\frac{1}{(R_d + r_0)^2} \right) S_I U \right)}{\frac{1}{R_d + r_0} S_I U} dr_0 + \frac{\left( \left( \frac{1}{R_d + r_0} \right) U \right)}{\frac{1}{R_d + r_0} S_I U} dS_I = \\ &= \frac{-R_d}{R_d + r_0} \gamma_{R_d} + \frac{-r_0}{R_d + r_0} \gamma_{r_0} + \gamma_{S_I}. \end{aligned}$$

Так как знаки погрешностей неизвестны, то погрешность вольтметра можно определить по формуле:

$$\gamma_{\text{мэв}} = \sqrt{\gamma_{\text{СИ}}^2 + \frac{R_d^2}{(R_d + r_0)^2} \gamma_{R3}^2 + \frac{r_0^2}{(R_d + r_0)^2} \gamma_{r0}^2}.$$

Инструментальная погрешность  $r_0$  может быть определена классом точности прибора, измеряющего значение  $r_0$ . По допустимым значениям основной и дополнительной погрешности определяют класс точности прибора.

### 3.1.3. Магнитоэлектрический омметр

Применяются две электрические схемы омметров:

- последовательная;
- параллельная.

В обеих схемах измеряемое сопротивление преобразуется в ток, который в измерительном механизме преобразуется в угол отклонения. Упрощенные схемы омметров представлены на рис. 3.6, а, б.

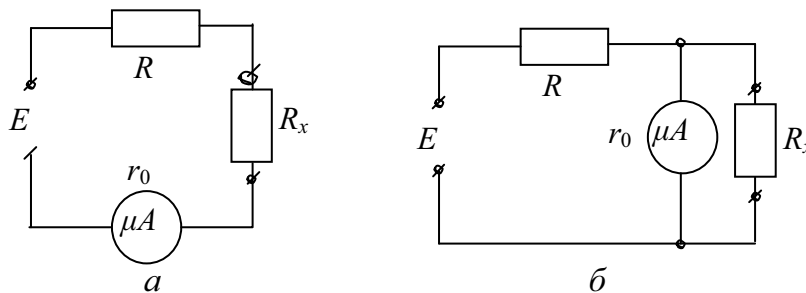


Рис. 3.6. Схемы магнитоэлектрических омметров

Схемы (а) и (б) отличаются между собой по чувствительности электрической цепи к изменению сопротивления  $R_x$ . Первая схема имеет большую чувствительность при больших измеряемых величинах, а вторая – при малых, т. е. «а» для  $R_x \gg r_0$ , и «б» –  $R_x < r_0$ .

Резистор  $R$  включается в обеих схемах для ограничения тока в цепи омметра. Уравнение шкалы последовательной схемы имеет вид:

$$\alpha = S_I \frac{E}{r_0 + R_x + R},$$

для параллельной схемы

$$\alpha = S_I \frac{ER_x}{Rr_0 + RR_x + R_x r_0}.$$

Оба уравнения имеют нелинейный характер, т. е. шкалы неравномерные, к тому же шкала омметра по последовательной схеме обратная. По точности омметры по обеим схемам одинаковы. Кроме инструментальной погрешности приборы имеют большие погрешности от нелинейности, которые можно уменьшить только путем увеличения числа делений на шкале.

Приборы выполняются обычно переносными со встроенным источником питания. Для исключения влияния на показания омметров изменения напряжения источника питания, часть резистора  $R$  делают переменной для установки стрелки на нуль и на максимальную в параллельной. Пределы измерения для обеих схем от 0 до  $\infty$ . Но возможно произвести ограничение для схемы (а) снизу, т. е. от  $R_{\text{xmin}}$  до  $\infty$ , а в схеме (б) сверху, от 0 до  $R_{\text{xmax}}$ .

Такие омметры называются омметрами с конечными пределами.

Распространенной схемой омметров с минимальным пределом измерения до 100 Ом является последовательная схема.

Рассмотрим вопросы проектирования омметров по последовательной схеме. Полная схема омметра для заданного предела  $R_x$  имеет вид, представленный на рис. 3.7.

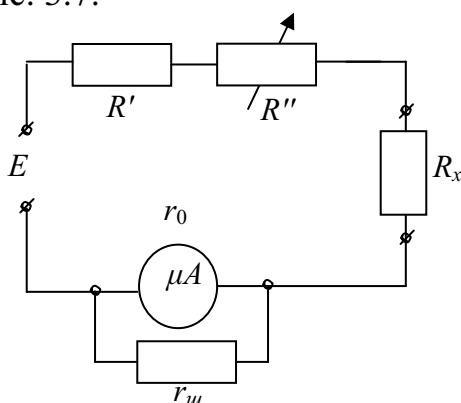


Рис. 3.7. К расчету последовательной схемы омметра

Вначале выбирают источник питания, задавшись напряжением питания схемы. В качестве источников питания в омметрах используются гальванические элементы или аккумуляторы. Так как шкала омметра обратная, то при  $R_x = 0$  ток в цепи омметра не должен превышать пределы измерения амперметра, т. е. микроамперметра с шунтом, а при сопротивлении  $R_x$ , равного пределу измерения, ток амперметра должен быть минимальным. Так как ток нулевым получить невозможно, выбирают  $0,2 I_n$  или  $0,2 I_A$ , т. е. используют 80 % длины шкалы измерительного механизма, где  $I_n$  – ток полного отклонения микроамперметра,  $I_A$  – максимальный ток амперметра.

Таким образом, имеем следующую систему уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{E}{r_A + R} = I_A \\ \frac{E}{r_A + R + R_x} = 0,2 I_A \end{array} \right.$$

Сумма сопротивлений  $r_A = R$  определяет полное внутреннее сопротивление омметра  $r_\Omega$ . Поделив первое выражение на второе, имеем:

$$\frac{r_\Omega + r_x}{r_\Omega} = 5.$$

По заданному пределу измерения  $R_x$  находим:

$$r_\Omega = \frac{R_x}{4}.$$

Далее можно определить ток в цепи омметра, а следовательно, предел измерения амперметра:

$$I_A = \frac{E}{r_\Omega} = \frac{4E}{R_x}$$

и сопротивление шунта  $r_u = \frac{r_0}{\frac{I_A}{I_n} - 1}$ .

Внутреннее сопротивление омметра можно разделить на составляющие:

$$R = r_\Omega - r_A,$$

где

$$r_A = \frac{r_0 r_u}{r_0 + r_u}.$$

Изменяющаяся часть ограничительного сопротивления для плавности установки нуля может быть выбрана как:

$$R'' = 0,1R; R' = R - R''.$$

Рассчитав электрическую схему, можно составить уравнение шкалы:

$$\alpha = S_I \frac{E}{r_\Omega + R_x} = S_I \frac{E r_u}{r_0 r_u + (r_0 + r_u)(R + R_x)}.$$

В соответствии с уравнением градуируют шкалу омметра. При этом наносят оцифрованные отметки согласно уравнению, а интервалы между оцифрованными отметками делят на равные части. Самая протяженная часть шкалы – от нуля до первой оцифрованной отметки делится, обычно, на 10 делений. Половина одного деления, выраженная в миллиметрах, определяет максимальную абсолютную погрешность омметра. Максимальная погрешность отсчетного устройства выражается приведенной погрешностью

$$\gamma_{отсч} = \frac{\Delta\alpha [\text{мм}]}{\alpha_n [\text{мм}]},$$

где  $\alpha_n$  – рабочая часть шкалы, выраженная в мм.



Взяв полный дифференциал от уравнения шкалы, находят инструментальную погрешность  $\gamma_{инстр} = \frac{d\alpha}{\alpha}$ .

Класс точности омметра определяется геометрической суммой:  

$$\gamma_{OM} = \sqrt{\gamma_{отсч}^2 + \gamma_{инстр}^2}$$

В этой формуле определяющую часть погрешности составляет погрешность отсчета. Выраженная в процентах максимальная приведенная погрешность определяет класс точности омметра от длины шкалы и указывается на шкале цифрой над галочкой, например,  $\overset{2,5}{\vee}$ .

Относительная погрешность измерения, полученная при измерении таким прибором, определяется следующим образом.

### Пример

Пусть известны: предел измерения омметра – 100 Ом, результат измерения –  $R_x = 50$  Ом, класс точности омметра – 2,5, т. е. максимальная приведенная погрешность  $\pm 2,5$  %, известна длина шкалы омметра, например,  $\alpha_n = 80$  мм. Вначале исходя из приведенной погрешности определяется максимальная абсолютная погрешность измерения от длины шкалы:

$$\Delta\alpha = 80 \frac{2,5}{100} = 2 \text{ мм,}$$

далее определяется по шкале омметра чувствительность в районе измеряемой величины, например, 2,5 Ом на один миллиметр. Далее можно определить абсолютную погрешность измерения в единицах измеряемой величины

$$\Delta R_x = \Delta\alpha \times S_x = 2 \times 2,5 = 5 \text{ Ом,}$$

и относительную погрешность

$$\gamma_x = \frac{\Delta R_x}{R_x} 100 = \frac{5}{50} 100 = 10 \text{ \%}$$

## 3.2. Электромагнитные приборы

Уравнение шкалы приборов электромагнитной системы определяется измерительным механизмом:

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dL}{d\alpha} I^2$$

Из формулы видно, что шкала прибора квадратичная, но зависит также от  $dL/da$ . Получить аналитическое выражение зависимости индуктивности катушки от положения сердечника  $L = f(a)$  и, следовательно

но, произвести расчет шкалы прибора трудно. Поэтому обычно так подбирают опытным путем форму сердечника и полюсных наконечников, чтобы множитель  $dL/da$  выравнял бы шкалу. Таким путем получают в большой мере равномерные шкалы, начиная примерно с 15–20 % от верхнего предела измерения.

Необходимо отметить, что показания электромагнитных приборов на постоянном и переменном токе могут несколько различаться. Это вызвано тем, что на постоянном токе вследствие потерь на гистерезис в материале сердечника может наблюдаться разница в показаниях прибора при возрастании и убывании тока, достигающая в механизмах с сердечником из электротехнической стали до 2 % от длины шкалы и больше. С другой стороны, на переменном токе в сердечнике и окружающих металлических частях возникают вихревые токи, оказывающие размагничивающее действие на сердечник, вследствие чего вращающий момент, а следовательно, и показания прибора на переменном токе будут немного меньше, чем на постоянном. Применяя в качестве материала сердечников пермаллой, можно указанные погрешности свести к ничтожно малым значениям.

Собственное магнитное поле электромагнитных механизмов (кроме механизмов с магнитопроводом), замыкающееся в основном по воздуху, невелико, и внешние магнитные поля влияют на показания прибора весьма заметно. Для защиты от магнитных влияний в настоящее время почти исключительно применяют экранирование механизма стальными штампованными пластинами, служащими также в известной мере магнитопроводом, через который замыкается магнитный поток катушки.

### **Электромагнитные амперметры и вольтметры**

Электромагнитные амперметры обладают наиболее простой электрической цепью: весь измеряемый ток проходит по катушке механизма. Различные пределы измерения в однопредельных приборах одного типа можно получить путем изменения числа витков катушки при постоянной общей номинальной намагничивающей силе, которая в современных механизмах имеет величину порядка 100 А и ниже, доходя в механизмах с подвижной частью на растяжках до 50 А, а в механизмах с магнитопроводом до 20 А. С увеличением номинального тока число витков уменьшается и доходит до одного витка из медной шины. Такие амперметры прямого включения в зависимости от конструкции механизма делают на токи до 20, 50 и даже 200 А. При работе на переменном токе удобнее расширять пределы измерения при помощи трансформаторов тока. Поэтому большинство щитовых амперметров делают на 5 А, причем шкалы приборов, предназначенных для работы с определенными

ми трансформаторами, градуируют непосредственно в значениях первичного тока трансформатора тока. Такие амперметры позволяют сразу отсчитывать значения измеряемого тока без применения каких-либо коэффициентов. В некоторых случаях трансформаторы тока (на номинальные токи до 300 А) встраивают непосредственно в корпус прибора.

У переносных многопредельных амперметров для расширения пределов измерения применяют катушки, состоящие из нескольких секций с равными (иногда и неравными) числами витков, включаемые в различные последовательно-параллельные комбинации. Если число секций равно двум, то при переходе от последовательного соединения их к параллельному (рис. 3.8, а) получают два предела измерения с отношением токов 1:2, при четырех секциях (рис. 3.8, б) аналогичным образом получают три предела измерения с отношением токов 1:2:4. Путем подбора числа витков секций можно получить любые другие соотношения токов.

Влияние внешней температуры на показания электромагнитного амперметра невелико и сказывается в основном на упругости спиральной пружины или растяжек. Поскольку весь измеряемый ток проходит по обмотке, изменение ее сопротивления погрешности не вызывает.

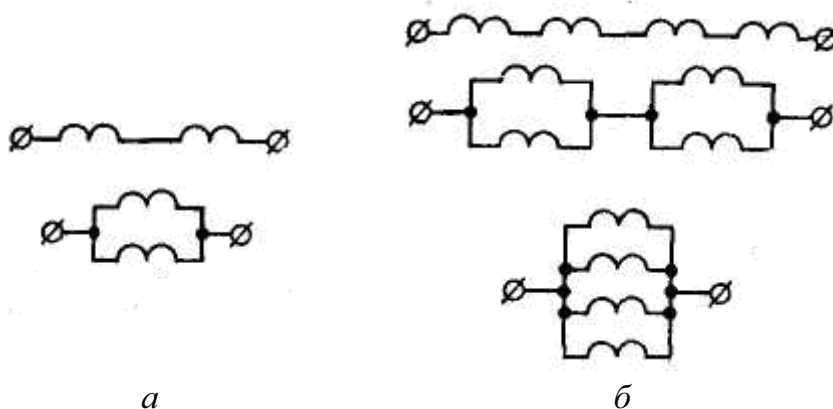


Рис. 3.8. Схемы соединения секций катушки электромагнитного механизма

Влияние изменения частоты на показания амперметров (вследствие изменения вихревых токов в сердечнике и поверхностного эффекта в проводах обмотки) также сравнительно невелико. Амперметры без каких-либо специальных приспособлений изготавливают на расширенные диапазоны частот до 3 000 Гц и на фиксированные частоты до 8 000 Гц. Для уменьшения поверхностного эффекта обмотки таких приборов делают из многожильного провода.

В электромагнитных вольтметрах последовательно с катушкой включают добавочные сопротивления из манганина, которые могут быть внутренние и наружные, на один предел или секционированные и т. д.

Для того чтобы температурная погрешность не выходила за заданные пределы, необходимо сохранять достаточно большое отношение добавочного сопротивления к сопротивлению катушки из медного провода. У вольтметров на напряжения порядка 100 В и выше изменение пределов измерения может осуществляться только за счет добавочного сопротивления при неизменном токе полного отклонения. С уменьшением предела измерения для соблюдения указанного выше требования необходимо увеличивать ток полного отклонения.

В последнее время появились конструкции щитовых электромагнитных вольтметров на пределы до 250 В без добавочных сопротивлений с обмоткой, выполненной из манганинового провода. Показания таких вольтметров мало зависят от температуры.

Влияние изменения частоты на показания вольтметров значительно больше, чем у амперметров. С повышением частоты реактивная составляющая сопротивления катушки возрастает и показания прибора уменьшаются. Для расширения частотного диапазона или для изготовления вольтметра на какую-либо фиксированную частоту, отличную от 50 Гц, производят частотную компенсацию путем включения емкости параллельно части добавочного сопротивления, как это делают у электродинамических вольтметров.

Общие свойства электромагнитных приборов. Достоинствами электромагнитных приборов являются: пригодность для постоянного и переменного тока, устойчивость к перегрузке, простота и дешевизна конструкции. К недостаткам следует отнести: некоторую неравномерность шкалы, зависимость показаний от внешних магнитных полей и сравнительно большое собственное потребление: у амперметров на токи до 10 А от 0,25 до 0,6 Вт, у вольтметров, соответственно, от 1,5 до 10–12 Вт и больше.

Перечисленные свойства определяют область применения электромагнитных приборов в основном в качестве технических щитовых приборов класса 1,0 и ниже для измерения, главным образом, переменных токов и напряжений, а также переносных, многопредельных приборов класса точности 0,5.

Следует отметить, что в качестве щитовых приборов промышленной частоты электромагнитные приборы применяются благодаря своим высоким эксплуатационным качествам и почти полностью вытеснили амперметры и вольтметры всех других систем.

У современных вольтметров на пределы 150–300 В ток полного отклонения порядка 3–20 мА. С понижением напряжения ток возрастает, доходя на пределах 7,5–15 В до 90–100 мА и больше.

Для повышения точности измерения напряжений иногда применяют электромагнитные вольтметры номинального напряжения, у которых начальная часть шкалы подавлена, а почти вся шкала соответствует интервалу от 80 до 100 % верхнего предела измерения.

Промышленность выпускает переносные многопредельные электромагнитные амперметры класса точности 0,5 на токи от 10 мА до 10 А с расширенным диапазоном частот до 1500 Гц и класса 1,0 с расширенным диапазоном частот до 3 000 Гц; переносные вольтметры класса 0,5 на пределы от 1,5 до 600 В с расширенным диапазоном частот до 300 Гц (для пределов от 75 до 600 В); щитовые однопредельные амперметры классов 1,0, 1,5, 2,5 на токи до 300 А прямого включения (со встроенным трансформатором тока) и до 15 кА с наружными трансформаторами тока и вольтметры тех же классов на пределы от 0,5 до 600 В непосредственного включения и до 450 кВ с трансформаторами напряжения на диапазоны частот 45–60 Гц и на различные фиксированные частоты от 50 до 1 000 Гц.

### 3.3. Электродинамические приборы

Уравнение шкалы приборов электромагнитной системы в самом общем виде представляется в виде:

$$\alpha = \frac{c}{W} I_1 I_2 \cos \phi \sin(\beta - \alpha),$$

где две тригонометрические функции: первая вводит зависимость ( $\cos \phi$ ) показаний приборов от угла сдвига токов, вторая – зависимость шкалы от разности углов между катушками и положением подвижной части  $\sin(\beta - \alpha)$ . Последняя зависимость используется при улучшении характера шкалы, приближая ее в известной мере к равномерной.

Как показывают расчеты и опытные исследования можно при определенных соотношениях размеров неподвижной и подвижной катушек получить магнитное поле такой конфигурации, что правая часть не зависит от  $\alpha$ , что имеет значение при измерении мощности – ваттметрах.

#### Электродинамические амперметры и вольтметры

На рис. 3.9 даны принципиальные схемы электродинамических амперметров и вольтметров. Наиболее простую схему имеют миллиамперметры (рис. 3.9, а). Подвижная и неподвижная катушки соединены последовательно, и по ним проходит весь измеряемый ток. В амперметрах на токи примерно от 0,5 А и выше неподвижная и подвижная катушки соединены параллельно (рис. 3.9, б). Сопровитления цепей подобраны так, чтобы ток, протекающий через подвижную катушку, был достаточно мал, поскольку по этой цепи большой ток пропустить нельзя.

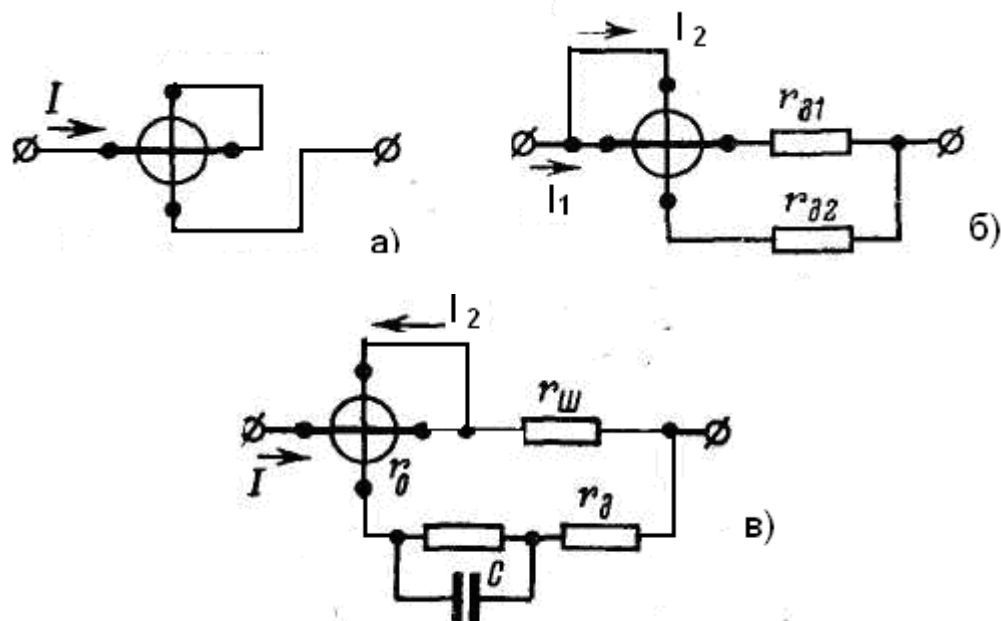


Рис. 3.9. Схемы измерительных цепей электродинамических амперметров и вольтметров

В ряде отношений для амперметров предпочтительнее схема (рис. 3.9, в), в которой весь измеряемый ток проходит по неподвижной катушке, а цепь подвижной катушки подключена к сопротивлению  $r_{ш}$ , являющемуся для этой цепи шунтом.

Для схем с параллельным соединением токи в катушках в зависимости от сопротивлений ветвей будут распределяться в определенном постоянном соотношении. Угол  $\varphi$  путем подбора параметров схемы делают практически равным нулю. При этих условиях уравнение шкалы для обеих схем (рис. 3.9, а, б) будут иметь одинаковый вид:

$$\alpha = \frac{c}{W} I_1 I_2 \sin(\beta - \alpha).$$

Таким образом, для амперметров всех схем шкала зависит от квадрата тока. Подбором углов выравнивают большую часть шкалы, за исключением начальной части. В большинстве случаев электродинамические амперметры выполняют двухпредельными.

В электродинамических вольтметрах неподвижная и подвижная катушки, как правило, соединены последовательно вместе с добавочным сопротивлением из манганина, путем секционирования которого можно получать, разные пределы измерения.

Таким образом, характер шкалы вольтметра остается таким же, как у амперметра.

Из внешних влияющих величин наибольшее значение имеют внешние магнитные поля, температура окружающей среды и частота тока.

При последовательном соединении катушек амперметров изменения их сопротивлений от изменения температуры на показания прибора не влияют; некоторая температурная погрешность будет иметь место только вследствие изменения упругих свойств спиральных пружин или растяжек.

В амперметрах с параллельным соединением катушек (рис. 3.9, б) температурная погрешность может возникнуть за счет перераспределения токов при неодинаковом изменении сопротивлений параллельных цепей. Подбором добавочных сопротивлений из манганина можно выровнять температурные коэффициенты обеих ветвей и тем самым компенсировать температурную погрешность не только от изменения сопротивлений катушек, но и от изменения упругих свойств пружин или растяжек.

В амперметрах с шунтом (рис. 3.9, б) температурная погрешность возникает от изменения сопротивления подвижной катушки, для уменьшения которого последовательно включают добавочное сопротивление из манганина.

Зависимость показаний амперметров с последовательным соединением катушек от частоты невелика и проявляется только при частотах, начиная с сотен герц, за счет межвитковой емкости неподвижной катушки и потерь на вихревые токи в металлических деталях механизма.

При параллельном соединении катушек частотная погрешность возникает вследствие перераспределения токов в катушках, поскольку обе цепи могут иметь разное соотношение активных и реактивных сопротивлений, а также из-за влияния взаимной индуктивности между катушками.

Для уменьшения частотных влияний стараются с помощью тех же добавочных сопротивлений  $r_{\partial 1}$  и  $r_{\partial 2}$  выровнять постоянные времени обеих ветвей.

Частотная погрешность вольтметра возникает вследствие изменения реактивной составляющей полного сопротивления катушек. Для компенсации этой погрешности к части добавочного сопротивления подключают емкость  $C$  (рис. 3.9, в).

Шкалы многопредельных амперметров и вольтметров обычно градуируют не в единицах измеряемой величины, а в делениях (100 или 150). Каждый предел измерения имеет свою цену деления.

## Электродинамические ваттметры

Электродинамический механизм, имеющий две независимые электрические цепи и обладающий свойством фазочувствительности, может быть использован для измерения мощности постоянного и переменного тока.

Включение прибора в цепь постоянного тока для измерения мощности, расходуемой в нагрузке как, показано на рис. 3.10. По неподвижной катушке проходит ток нагрузки, по цепи подвижной катушки, включенной с добавочным сопротивлением, проходит ток, зависящий от напряжения нагрузки.

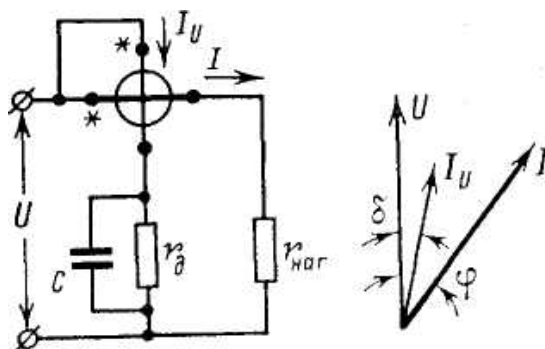


Рис. 3.10

Угловая погрешность  $\delta$  возникает из-за некоторого индуктивного сопротивления подвижной катушки. Для устранения угловой погрешности добавочное сопротивление (или часть его) в параллельной цепи ваттметра шунтируют емкостью  $C$ .

Электродинамические ваттметры обычно делают многопредельными как по току, так и по напряжению путем секционирования неподвижной катушки и ступенчатых добавочных сопротивлений, подбираемых так, чтобы ток в параллельной цепи при всех номинальных напряжениях оставался одним и тем же (порядка 3–30 мА).

Шкалы электродинамических многопредельных ваттметров, так же как и у амперметров и вольтметров, градуируют не в единицах измеряемой величины, а в делениях (100 или 150):  $P = C \times a$ , где  $a$  – отсчитанное по шкале число делений.

### Общие свойства электродинамических приборов

Наиболее характерными свойствами электродинамических приборов являются: высокая точность и стабильность показаний во времени; одинаковость показаний на постоянном и переменном токе (при условии соответствующей компенсации), вследствие чего их можно градуировать с большой точностью на постоянном токе; практически равномерная шкала у ваттметров и в большей мере равномерная, начиная при-



мерно с 15–20 % конечного значения у амперметров и вольтметров. К недостаткам электродинамических приборов следует отнести: сравнительно невысокую чувствительность, значительно большее по сравнению с магнитоэлектрическими приборами собственное потребление: в амперметрах и последовательных цепях ваттметров от долей ватта (в механизмах с подвижной частью на растяжках) до нескольких ватт (в механизмах с подвижной частью на опорах), в вольтметрах и параллельных цепях ваттметров, соответственно, от 0,5–1 Вт до 10–15 Вт; чувствительность к перегрузкам и сравнительно высокую стоимость.

Перечисленные свойства электродинамических приборов определяют их область применения в качестве переносных лабораторных многопредельных приборов высоких классов точности – 0,5; 0,2; 0,1 для измерений на постоянном и переменном токе с частотами от 40 примерно до 10 000 Гц для амперметров и до 5 000 Гц для вольтметров и ваттметров. Следует отметить, что для измерений на переменном токе электродинамические приборы являются наиболее точными и удобными. В качестве однопредельных щитовых электродинамические приборы почти не выпускаются.

Промышленность выпускает миллиамперметры и амперметры с числом пределов измерения от двух и больше от 1 мА до 10 А и амперметры только для переменного тока со встроенными трансформаторами тока до 50 А; многопредельные вольтметры от 1,5 до 600 В с током полного отклонения от 60 до 3 мА; многопредельные однофазные ваттметры с пределами по току от 25 мА до 10 А и по напряжению от 15 до 600 В.

### 3.4. Электростатические приборы

Электростатические приборы в соответствии с уравнением шкалы измерительного механизма

$$\alpha = \frac{1}{2W} U^2 \frac{dC}{d\alpha}$$

представляют измерители напряжения.

Отсюда основная область применения электростатических механизмов в приборах, измеряющих напряжения, – вольтметрах и электрометрах.

Все конструкции электростатических механизмов, применяемых в вольтметрах, по существу сводятся к разновидностям плоского конденсатора с подвижными и неподвижными электродами. Перемещение подвижной части во всех случаях связано с изменением емкости системы, которое может осуществляться или путем изменения активной площади электродов, или путем изменения расстояния между электродами.

Существуют конструкции, в которых изменение емкости осуществляется за счет изменения положения диэлектрика между электродами. Такие механизмы, однако, в настоящее время применяются редко.

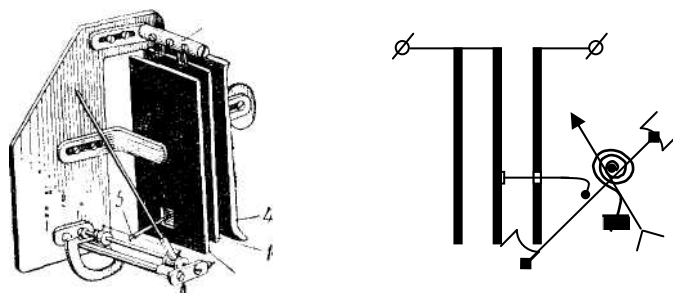


Рис. 3.11. Устройство электростатического механизма с изменением расстояния между электродами

Подвижный электрод в виде легкой алюминиевой пластинки 1 подвешен на металлических ленточках к штифту 2 между неподвижными электродами 3 и 4. Подвижная пластина электрически соединена с одной из неподвижных пластин и изолирована от другой. При наличии между электродами разности потенциалов подвижная пластина будет отталкиваться от одноименно заряженной пластины и притягиваться к пластине с зарядом другого знака. Перемещение подвижной пластины посредством тяги 5 передается на ось с укрепленной на ней стрелкой. Противодействующий момент в этих механизмах создается весом подвижной пластины, поэтому рабочее положение прибора должно быть строго определенное. В настоящее время механизмы этого типа применяются редко.

Успокоители в механизмах обоих типов большей магнитоиндукционные, реже воздушные. Собственное электрическое поле электростатического механизма очень невелико, поэтому внешние электрические поля оказывают на работу механизма сильное влияние, для уменьшения которого, как правило, применяют экранирование. В приборах с металлическим корпусом экраном служит сам корпус. В приборах корпусом из пластмассы внутренняя поверхность корпуса покрывается проводящей краской или металлической фольгой из немагнитного материала. Экран обычно соединяют с одним из электродов и заземляют. Магнитные поля на показания прибора не влияют.

Вращающий момент электростатического механизма равен:

$$M_{BP} = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha},$$

т. е. зависит от квадрата напряжения.

Поэтому перемена полярности приложенного напряжения не меняет знака вращающего момента, и прибор может работать как при постоянном, так и при переменном напряжении. К механизму подведено пе-

ременное напряжение и подвижная часть, в силу своей инерционности, будет реагировать на среднее за период значение момента:

$$M_{BP} = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} U^2,$$

где  $U$  – действующее значение напряжения.

Шкала прибора, пропорциональная квадрату напряжения и множителю  $dC/d\alpha$ , неравномерна.

Путем подбора формы и размеров электродов, т. е. путем воздействия на зависимость  $dC/d\alpha$ , можно обеспечить практически равномерную шкалу, начиная примерно с 10 до 15 %, от верхнего предела измерения.

Вращающий момент электростатического механизма очень невелик, что существенно затрудняет использование этих приборов для измерения низких напряжений. Для увеличения чувствительности подвижную часть укрепляют обычно на растяжках или на подвесе и применяют оптический отсчет. Для этой же цели увеличивают число камер, образованных неподвижными и подвижными пластинами, увеличивая тем самым число параллельно соединенных конденсаторов и общую емкость всей системы. В последних типах электростатических механизмов на низкие пределы измерения (примерно с 10 В) находят применение более компактная многокамерная конструкция с горизонтальным расположением камер (рис. 3.12).

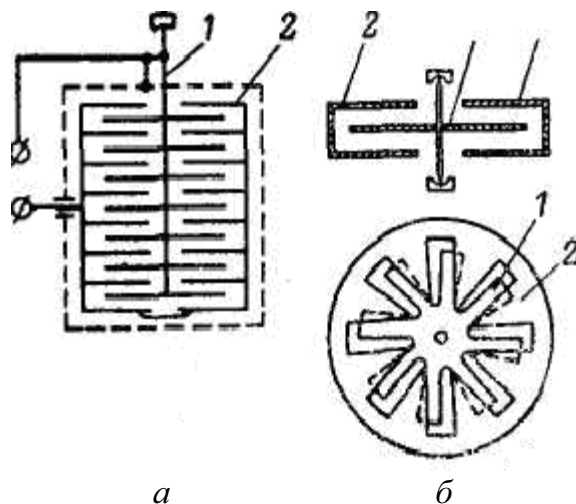


Рис. 3.12. Конструкции многокамерных электростатических вольтметров

Для измерения напряжений порядка десятков и сотен киловольт существуют специальные конструкции электростатических механизмов. Обычно такие механизмы имеют два, соответствующим образом изолированных, электрода – неподвижный и подвижный, расстояние между которыми устанавливается в зависимости от предела измерения вольтметра.

Влияние внешней температуры проявляется в изменении упругих свойств растяжек или нити подвеса. Для большинства приборов никакой температурной компенсации не делают.

Влияние изменения частоты на показания приборов очень невелико. Верхняя граница частотного диапазона зависит от собственной емкости механизма: при значительной емкости ток с повышением частоты может стать недопустимо большим. С другой стороны, наличие емкости вместе с индуктивностью соединительных проводов может при определенной частоте вызвать резонансные явления, когда сопротивление прибора определяется только активным сопротивлением подводящих проводников. Чтобы резонансная частота была достаточно высока (обычно более 100 МГц), стараются делать входную емкость механизма возможно меньше – порядка нескольких пикофард.

Следует отметить, что большинство вольтметров на пределах измерения примерно до 300 В имеет защитное сопротивление (рис. 3.13) для предохранения механизма от повреждения при случайном коротком замыкании между электродами.

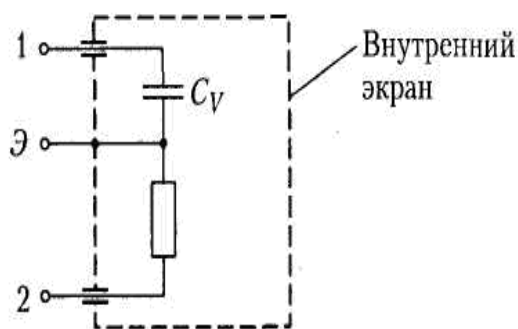


Рис. 3.13. Схема вольтметра с защитным сопротивлением

В таких приборах с повышением частоты возникает дополнительная погрешность от падения напряжения на защитном сопротивлении, вызываемого емкостным током. Поэтому при работе на частотах свыше примерно 300 кГц защитное сопротивление отключается.

При измерении постоянных напряжений, особенно на низких пределах измерения, источником дополнительной погрешности является контактная разность потенциалов, зависящая от материала, формы и чистоты обработки поверхности электродов. Контактная разность потенциалов проявляется как ЭДС постоянной полярности, подключенная последовательно с измеряемым напряжением. Для исключения влияния этой ЭДС следует производить два измерения с переменной полярности измеряемого напряжения и за результат измерения брать среднее из обоих измерений. Для уменьшения контактной разности потенциалов

электроды изготавливают из одинакового материала и покрывают тонкой пленкой благородного металла (лучше всего золото).

Перечисленные свойства электростатических вольтметров, в особенности широкий частотный диапазон пренебрежимо малое собственное потребление, делают их удобными для измерений средних и высоких напряжений в маломощных цепях постоянного и переменного тока низких и высоких частот. Кроме того, с помощью таких приборов могут измеряться и другие величины: очень малые токи, емкости, сопротивления и т. д., а в некоторых случаях и мощности.

В последнее время с целью расширения нижних диапазонов по напряжению электростатические вольтметры начинают применять с измерительными усилителями, используя их в качестве выходных приборов различных электронных измерительных устройств.

Для расширения пределов измерения электростатических вольтметров применяют последовательное включение конденсаторов постоянной емкости или емкостные делители напряжения, хотя все эти средства в той или иной мере снижают точность измерений.

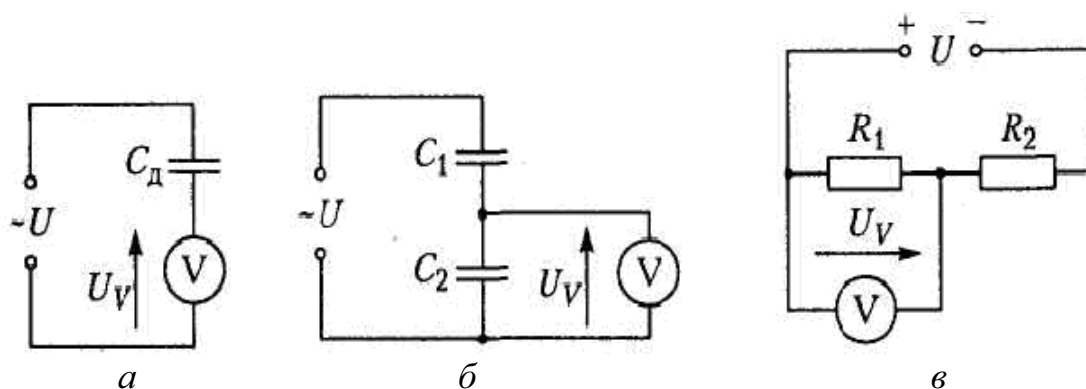


Рис. 3.14. Схемы электростатических вольтметров с использованием:  
*a* – добавочного конденсатора, *б* – емкостного делителя,  
*в* – резистивного делителя

На рис. 3.14, *a* показано включение вольтметра последовательно с конденсатором емкостью  $C$ . Считая в первом приближении сопротивление изоляции конденсатора бесконечно большим, можно принять, что напряжение  $U$  распределяется между вольтметром и конденсатором обратно пропорционально емкостям, т. е.

$$\frac{U_C}{U_B} = \frac{C_B}{C}.$$

Откуда можно определить входное напряжение по показаниям прибора:  $U = U_B \frac{C_B + C}{C}$ .

Поскольку диэлектрики конденсаторов имеют потери, возникает зависимость от частоты, особенно заметная при низких частотах. Кроме того, емкость вольтметра  $C_B$  зависит от приложенного к вольтметру напряжения, поэтому подключение добавочного конденсатора будет влиять на характер шкалы вольтметра. Для каждого добавочного конденсатора вольтметр должен иметь отдельную шкалу.

Лучшие результаты получаются, если вместо добавочного конденсатора применить емкостный делитель напряжения (рис. 3.14, б). В этом случае

$$U = U_B \frac{C_B + C_1 + C_2}{C_2},$$

если емкость  $C_1$  значительно превышает емкость самого вольтметра, то распределение напряжений практически не зависит от показания вольтметра и шкала прибора не искажается. Также значительно меньше становится влияние изменения частоты. В качестве емкостного делителя часто применяют конденсаторные вводы, представляющие собой цилиндрические, последовательно соединенные конденсаторы. На постоянном токе для расширения пределов измерения вольтметров используются резистивные делители (рис. 3.14, в).

$$U = U_B \frac{R_1 + R_2}{R_1}.$$

Промышленность выпускает переносные и щитовые однопредельные и многопредельные электростатические вольтметры классов точности 0,5; 1,0 и 1,5 на напряжения от 10 В до 300 кВ с диапазоном частот от 20 Гц до 10 МГц, входной емкостью от 4 до 65 пФ и входным сопротивлением порядка  $10^{10}$ – $10^{12}$  Ом. Разработанный нашей промышленностью прибор С71, который может работать и как обычный электростатический вольтметр, и как электрометр с различными схемами соединения электродов, в том числе и для измерения мощности.

Классы точности в зависимости от условий работы 0,05 и 0,1, пределы измерения от 25 до 300 В, номинальный диапазон частот от 20 Гц до 100 кГц (вольтметр) и до 50 кГц (электрометр), входная емкость 25–30 пФ. Прибор имеет двухстрочную шкалу.

### Электрометры

Электрометрами называют приборы высокой чувствительности по напряжению с весьма большим входным сопротивлением (порядка  $10^{10}$ – $10^{15}$  Ом). В настоящем параграфе рассмотрены только более простые электростатические электрометры, чувствительность которых по напряжению может быть значительно повышена по сравнению с элек-

тродатическими вольтметрами путем использования вспомогательных источников напряжения, о чем сказано ниже.

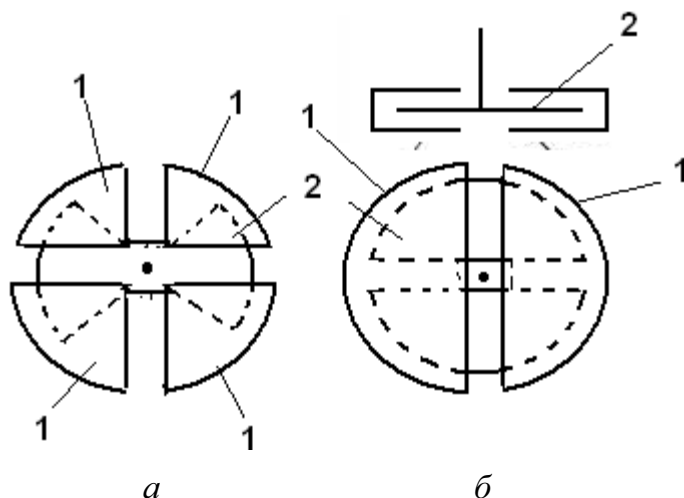


Рис. 3.15. Устройство квадрантного и бинантного электрометров

Механизм электрометра, представляющий собой разновидность механизма электростатического прибора, имеет три электрода – один подвижный и два неподвижных, находящихся в общем случае под разными напряжениями. Большее распространения в настоящее время получили квадрантные электрометры, имеющие две пары неподвижных электродов-квадрантов и один подвижный, так называемый бисквит, на рис. 3.15, а противоположные электроды-квадранты соединены между собой.

Другой тип электрометра (рис. 3.15, б) называется бинантным электрометром, имеющим одну пару неподвижных электродов и подвижный электрод-бисквит, который состоит из двух половин, изолированных друг от друга.

Устройство квадрантного и бинантного электрометров: 1 – неподвижные электроды; 2 – подвижные электроды. Подвижная часть электрометра укреплена на растяжках или подвешена на металлической или кварцевой нити и имеет оптический отсчет.

Если к электродам подвести различные потенциалы (рис. 3.16), подвижная часть начнет поворачиваться в сторону электродов с более высоким потенциалом, при этом емкость между подвижным электродом и одним из неподвижных будет уменьшаться, а по отношению к другому электроду настолько же увеличиваться.

Если потенциал подвижного электрода  $U_0$ , а двух пар неподвижных электродов  $U_1$  и  $U_2$ , то электрическая энергия всей системы электрометра равна:

$$W_{\text{э}} = \frac{1}{2} C_1 (U_0 - U_1)^2 + \frac{1}{2} C (U_1 - U_2)^2,$$

тогда уравнение шкалы можно получить из условия равновесия моментов вращения

$$M_{BP} = \frac{dC}{d\alpha} (U_2 - U_1) \left( U_0 - \frac{U_2 + U_1}{2} \right)$$

и противодействующего  $M_{пр} = W\alpha$ :

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dC}{d\alpha} (U_2 - U_1) \left( U_0 - \frac{U_2 + U_1}{2} \right).$$

Отклонение подвижной части (величина и направление) зависит от соотношения и полярности всех напряжений.

Электрометр в этом случае работает на постоянном и переменном токе как обычный электростатический вольтметр.

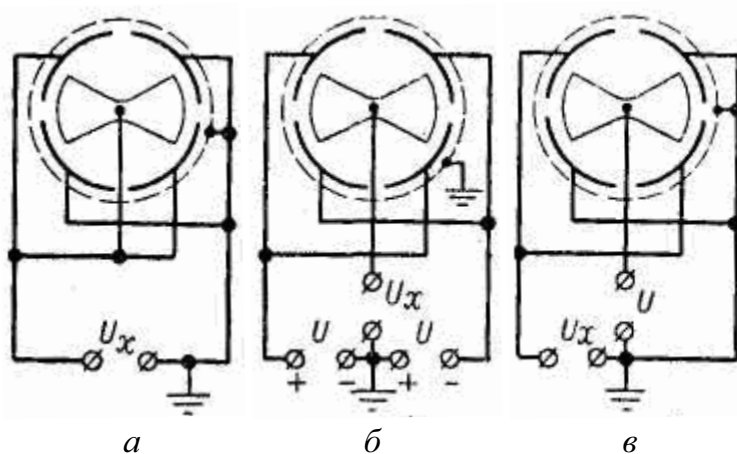


Рис. 3.16

Электрометры могут служить для измерений как постоянных, так и переменных (действующие значения) напряжений в широком диапазоне частот, причем влияние частоты тем меньше, чем меньше постоянная времени  $\tau = rC$  по сравнению с периодом  $T_x$  измеряемого напряжения, где  $r$  – сопротивление нити подвижной части, а  $C$  – емкость подвижной части по отношению к неподвижной. В этом отношении металлические нити имеют преимущество перед кварцевыми. Из-за чувствительности к внешним электрическим полям электрометры требуют экранирования.

Схемы подключения электрометров.

*Двойное (идиостатическое) включение* (рис. 3.16, а). Напряжение  $U_x$  включается между одной парой неподвижных электродов и бисквитом с одной стороны и другой заземленной парой электродов. Для этой схемы вспомогательного напряжения не нужно и  $U_0 = U_2 = U_x$  и  $U_1 = 0$ .

Уравнение шкалы имеет вид:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dC}{d\alpha} U_x^2,$$

где  $U_x$  – действующее значение измеряемого напряжения.



*Бисквитное включение* (рис. 3.16, б). Напряжение  $U_x$  включается между бисквитом и землей, а на квадранты от вспомогательных источников подаются напряжения  $U$ , равные по величине, но обратные по знаку. В этом случае  $U_1 = -U_2 = U$  и  $U_0 = U_x$ . Тогда уравнение шкалы:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dC}{d\alpha} U U_x.$$

Так как вспомогательное напряжение постоянно, то шкала электрометра в этом случае равномерная.

При работе на переменном токе вспомогательное напряжение должно быть также переменным, той же частоты, что и  $U_x$ . Приближенно можно считать, что отклонение подвижной части будет определяться средним за период значением вращающего момента:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dC}{d\alpha} U U_x \cos \varphi,$$

где  $U$  и  $U_x$  – действующие значения напряжений;  $\varphi$  – угол сдвига фаз между ними.

*Квадрантное включение* (рис. 3.16, в). Напряжение  $U_x$  включается между одной парой квадрантов и землей; вторая пара квадрантов заземляется. Вспомогательное напряжение  $U$  включается между бисквитом и землей. Для этого случая уравнение шкалы:

$$U_1 = 0, U_2 = U_x, U_0 = U;$$

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dC}{d\alpha} U_x \left( U - \frac{U_x}{2} \right) \approx \alpha = \frac{1}{W} \frac{dC}{d\alpha} U U_x,$$

на переменном токе, аналогично бисквитному включению

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dC}{d\alpha} U U_x \cos \varphi.$$

Вспомогательное напряжение  $U$  берут значительно больше  $U_x$ .

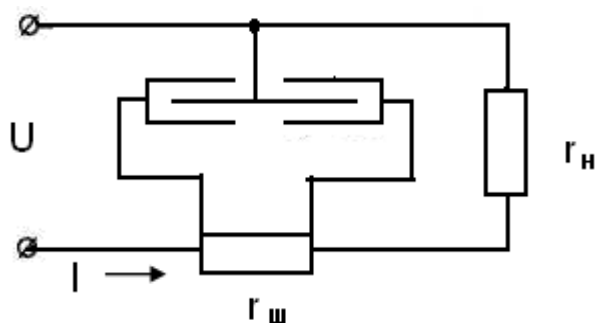


Рис. 3.17. Схема измерительной цепи электростатического ваттметра

Во всех рассмотренных случаях отклонение, а следовательно, и чувствительность пропорционально вспомогательному напряжению  $U$ , которое обычно берут порядка 100 В и выше. При измерениях на посто-

янном токе для устранения погрешности от контактной разности потенциалов следует менять полярность  $U$  и  $U_x$ , и производить четыре отсчета и брать их среднее арифметическое.

Схема бисквитного включения может быть использована для измерения с помощью электростатического электрометра активной мощности в нагрузке (рис. 3.17).

Вспомогательное напряжение, пропорциональное току нагрузки, получают с помощью безреактивного шунта, а бисквит подключают к напряжению измеряемой цепи. Соответственно, показания прибора будут пропорциональны мощности:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dC}{d\alpha} r_{ш} I U_x \cos \phi = kP.$$

*Общая характеристика электростатических приборов.*

Электростатические ваттметры обладают широким диапазоном частот, ничтожно малым собственным потреблением, удобны для измерения небольших мощностей (особенно при малых  $\cos \phi$ ), не зависят от формы тока и напряжения. Для повышения чувствительности потоку и напряжению

Могут применяться измерительные усилители. Электростатические ваттметры находят применение при измерениях диэлектрических потерь,  $\operatorname{tg} \delta$ , потерь на корону в линиях передач и т. д.

В современных квадратных электрометрах постоянная по напряжению имеет величины порядка  $(2-5) \cdot 10^{-4}$  В/мм, в бинантных  $(0,5-1) \cdot 10^{-4}$  В/мм.

### 3.5. Контрольные вопросы к третьей главе

1. Привести упрощенную принципиальную схему комбинированного магнитоэлектрического прибора – тестера, состоящего из измерительных схем амперметра, вольтметра и омметра с одним общим для всех приборов измерительным механизмом.
2. Для комбинированного прибора получить (сделать вывод) уравнения преобразования (уравнения шкалы) для каждого прибора.
3. Получить в общем виде выражение для температурной погрешности вольтметра.
4. Как определить относительную погрешность измерения сопротивления, зная класс точности омметра, установленный от длины шкалы.
5. Расположить в порядке возрастания показания выпрямительного вольтметра, если на вход подавать переменные напряжения амплитудой 10 В различной формы: синусоидальной, прямоугольной и треугольной.

6. Почему магнитоэлектрические омметры имеют неравномерную и бесконечную шкалу?
7. Какие электрические величины измеряются магнитоэлектрическими приборами, и назвать диапазоны их изменения?
8. Привести схемы выпрямительных амперметров и вольтметров.
9. Назвать основные характеристики электромагнитных приборов.
10. Какие пределы измерения выполняются у электромагнитных амперметров?
11. Составить основные соотношения для расчета частотной погрешности электромагнитного вольтметра.
12. Записать в общем виде температурную погрешность амперметра с двумя параллельно включенными секциями катушки и вольтметра с добавочным сопротивлением.
13. Записать вращающий момент электромагнитного вольтметра с учетом измеряемого напряжения.
14. Почему электромагнитные амперметры могут выполняться на большие пределы измерения?
15. Каким образом влияет частота измеряемого напряжения на показания вольтметра?
16. Выразить формулой частотную погрешность вольтметра.
17. Изобразить схему измерения сопротивления переменному току с помощью электромагнитного амперметра.
18. Пояснить работу электромагнитного логометра при измерении емкости
19. Привести схемы включения электродинамических амперметров в цепь.
20. Привести схемы включения электродинамических вольтметров в цепь.
21. Привести схемы включения электродинамических ваттметров в цепь.
22. Как рассчитать сопротивление шунта, подключаемое к подвижной катушке, для многопредельного амперметра.
23. Записать общее сопротивление вольтметра с учетом емкости конденсатора, корректирующего частотную погрешность.
24. Записать уравнение, определяющее температурную погрешность амперметра, с параллельным соединением катушек.
25. Вывести выражение для частотной погрешности вольтметра.
26. Вывести формулу для уравнения преобразования ваттметра.
27. Дать физическое и математическое объяснение появлению угловой погрешности ваттметра.
28. Почему угловая погрешность ваттметра изменяется при изменении частоты

29. Записать уравнение шкалы электростатического вольтметра с добавочным конденсатором.
30. Как расширяются пределы измерения электростатических приборов по напряжению на постоянном и переменном токе?
31. Пояснить измерение мощности с помощью электростатического прибора.
32. От чего зависит входное сопротивление электростатического вольтметра?
33. Можно ли емкостным делителем поделить постоянное напряжение?
34. Какой ток протекает через конденсатор при постоянном напряжении?
35. Как измеряется ток с помощью электростатического прибора?
36. Что ограничивает на высокой частоте работу электростатического прибора?
37. Изобразить конструкцию электростатического электрометра.
38. Как можно повысить чувствительность электростатического прибора?

## Глава 4

# ЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГОВЫЕ ПРИБОРЫ

### 4.1. Общие сведения и характеристика электронных приборов

Электронными приборами называют средства измерительной техники, основные метрологические характеристики которых определяют электронные преобразователи – устройства, имеющие дополнительные источники питания. Электронные аналоговые приборы и преобразователи представляют собой средства измерений, в которых преобразование сигналов измерительной информации осуществляется с помощью аналоговых электронных устройств. Электронные приборы и преобразователи применяются при измерении практически всех электрических величин: напряжения, тока, частоты, мощности, сопротивления и т. д.

Благодаря применению электронных устройств удается расширить функциональные возможности средств измерений и обеспечить высокий уровень их технических характеристик: высокой чувствительности приборов, широкому диапазону измерений, малой потребляемой мощности от измеряемой цепи, широкому частотному диапазону и др.

В настоящее время широкое признание получили такие приборы, как электронно-лучевые осциллографы, электронные вольтметры, омметры, анализаторы спектра и др. В то же время некоторые аналоговые приборы, например частотомеры и фазометры, вытесняются соответствующими цифровыми приборами, что обусловлено относительной простотой преобразования этих параметров в кодовый сигнал.

Весьма разнообразен перечень выпускаемых промышленностью электронных измерительных преобразователей электрических величин с аналоговым выходным сигналом. Такие преобразователи имеют, как правило, унифицированный выходной сигнал, в частности, в виде напряжения постоянного тока 0–10 В или постоянного тока 0–5 мА. Эти преобразователи широко используются в измерительных информационных системах.

В настоящей главе дано описание принципа действия наиболее распространенных электронных измерительных приборов, а также приведены примеры проектирования электронных измерительных преобразователей и приборов измерения некоторых электрических величин.

Одним из основных требований, предъявляемых к измерительным приборам в радиоэлектронных цепях, является ничтожно малое потребление мощности от объекта измерения в широком диапазоне частот при

малой зависимости показаний прибора от частоты. Этим требованиям не соответствуют электромеханические приборы, особенно при работе на частотах, превышающих звуковой диапазон.

## 4.2. Электронные вольтметры

В электронных вольтметрах измеряемое напряжение преобразуется с помощью аналоговых электронных устройств в постоянный ток, который подается на магнитоэлектрический измерительный механизм со шкалой, градуированной в единицах напряжения. Электронные вольтметры обладают высокой чувствительностью и широким диапазоном измеряемых напряжений (от десятков нановольт до десятков киловольт), большим входным сопротивлением (более 1 МОм), могут работать в широком частотном диапазоне (от постоянного тока до частот порядка сотен мегагерц). Эти достоинства обусловили широкое распространение электронных вольтметров. Наиболее часто в электронных вольтметрах применяют схемы с прямым преобразованием сигналов. В этом случае аналоговые электронные узлы могут вносить значительные погрешности. Особенно это сказывается при измерении малых напряжений или напряжений высоких частот. Поэтому электронные вольтметры обычно имеют относительно невысокие классы точности. Вольтметры с уравнивающим преобразованием, как правило, имеют более высокие классы точности (0,2–2,5), но они более сложны и менее удобны в эксплуатации. В настоящее время выпускается множество различных типов вольтметров. По своему назначению наиболее распространенные группы вольтметров могут быть подразделены на вольтметры: постоянного тока, переменного тока, универсальные, импульсные, фазочувствительные, селективные и др.

В электронных вольтметрах переменного тока может быть достигнута чувствительность, позволяющая измерять напряжения порядка долей микровольт. Входное сопротивление вольтметров на низких частотах составляет 10–20 МОм, а в специальных схемах доходит до  $10^{12}$ – $10^{13}$  Ом. Входная емкость вольтметров может быть доведена до единиц пикофарад. Поэтому они широко используются при измерениях на высокой частоте и в высокоомных цепях.

Вольтметры имеют следующие недостатки: нестабильность коэффициента преобразования, смещение и дрейф нуля (не позволяет делать такие вольтметры высокочувствительными), сравнительно большую погрешность, составляющую от 1 % до 5–6 % в различных образцах, и недостаточную стабильность с течением времени и обязательное наличие питающей сети или батарей. Однако эти недостатки успешно преодолеваются, и аппаратура непрерывно совершенствуется. Применение компенса-

ционных схем, введение обратных связей и другие меры позволяют значительно повысить точность и стабильность электронных вольтметров.

В вольтметрах переменного тока обычно верхний предел измерений при максимальной чувствительности составляет единицы милливольт, например, вольтметр ВЗ-36 измеряет действующие значения синусоидальные напряжения от 3 мВ до 300 В в диапазоне частот до 1 ГГц.

Повысить чувствительность удается с помощью усилителей переменного тока, работающих в широком частотном диапазоне, и детектора, когда переменный ток преобразуется в постоянный ток. Поэтому, с одной стороны, предел измерений таких вольтметров при максимальной чувствительности составляет десятки микровольт, с другой стороны, их диапазон частот сравнительно невысок (для вольтметра ВЗ-57 диапазон измеряемых напряжений составляет 10 мкВ – 300 В в интервале частот 5 Гц – 5 МГц).

В зависимости от вида преобразования переменного напряжения в постоянный ток на выходе детектора отклонение подвижной части вольтметров может быть пропорционально или амплитудному, или средневыпрямленному или действующему (квадратичному) значениям измеряемого напряжения. В соответствии с этим вольтметры называют вольтметрами амплитудных, средних и действующих (средних квадратичных) значений, соответственно. Однако независимо от вида преобразования шкалы вольтметров, как правило, градуируют в действующих (средних квадратичных) значениях напряжения синусоидальной формы. Между амплитудным  $U_m$ , действующим  $U$  и средним  $U_{cp}$  значениями определенной формы кривой имеется связь посредством коэффициентов амплитуды и формы.

Выпускаемые промышленностью наиболее распространенные вольтметры, в зависимости от своего назначения и принципа действия можно разделить на следующие основные группы: на вольтметры постоянного тока, переменного тока, универсальные, импульсные и селективные.

### Вольтметры постоянного тока

Как уже указывалось, электронные приборы должны улучшить характеристики магнитоэлектрических вольтметров, а именно: уменьшить мощность потребления от объекта измерения за счет увеличения входного сопротивления, повысить чувствительность за счет применения усилителей, повысить точность за счет использования запаса усиления.

Входное сопротивление вольтметра определяет методическую погрешность измерения, которая может быть представлена формулой:

$$\gamma_{MET} = \frac{U_B - U_x}{U_B} = \frac{IR_x}{IR_B} = \frac{R_x}{R_B},$$

где погрешность измерения вызвана тем, что источник измеряемого напряжения имеет внутреннее сопротивление и если сопротивление вольтметра не равно бесконечности, то в цепи протекает ток и создается падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника измеряемого напряжения. Для обеспечения необходимого сопротивления вольтметра применяют усилители – повторители. На рис. 4.1 приведены упрощенные структурные схемы вольтметров постоянного тока.

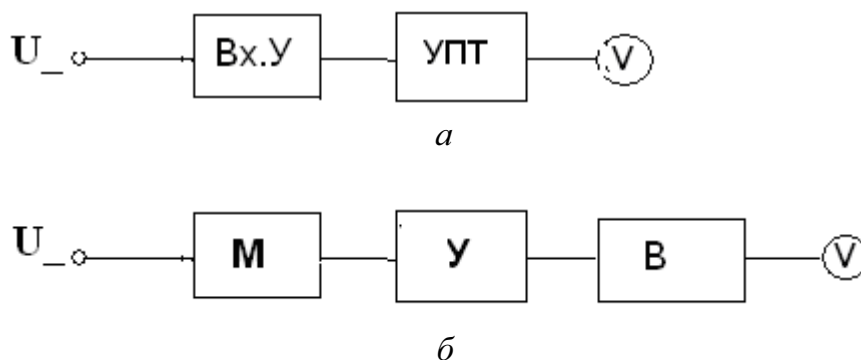
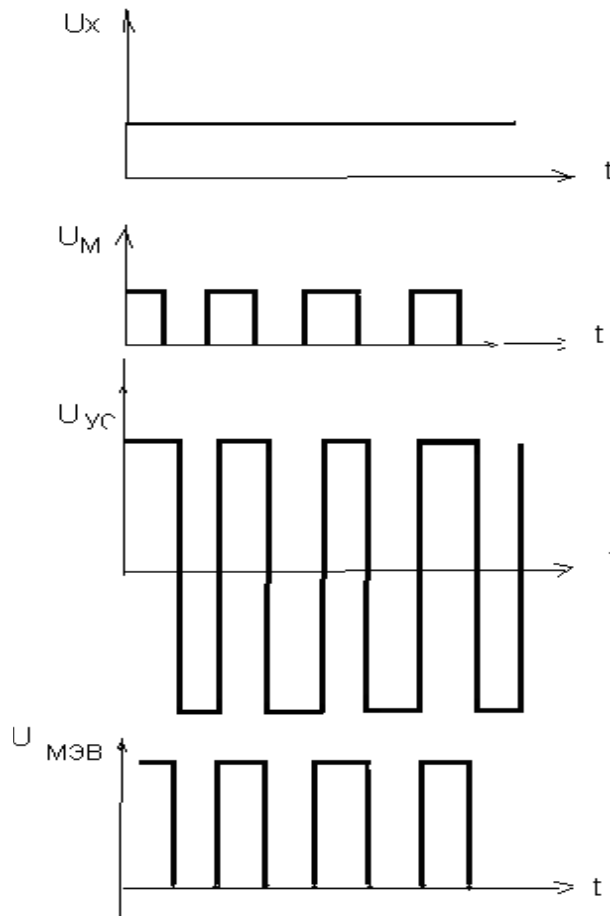
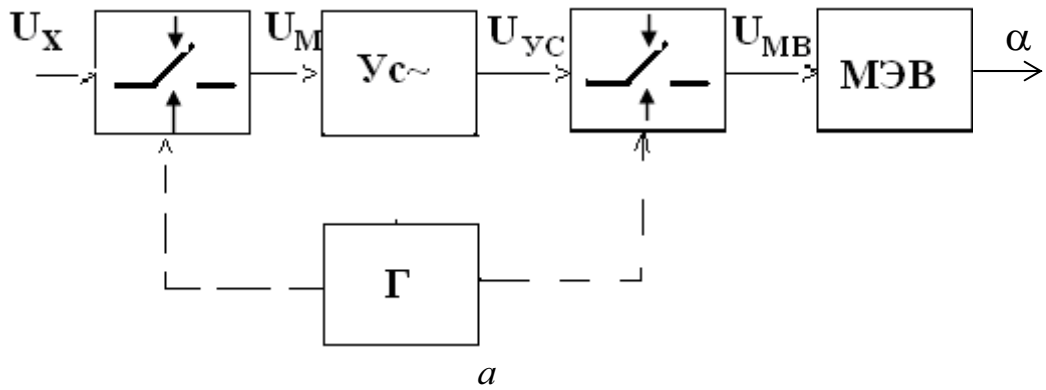


Рис. 4.1. Структурные схемы вольтметров постоянного тока

Схема *а* состоит из входного устройства Вх.У, (как правило, в него входят входной делитель и повторитель) и усилитель постоянного тока УПТ. Схема применима для всех вольтметров для больших и малых пределов измерения. Схема *б* используется в вольтметрах на малые напряжения, так как использует УПТ типа МДМ, состоящего из М – модулятора, преобразующего постоянное напряжение в переменное, которое усиливается У – усилителем переменного тока, а затем преобразуется В – выпрямителем (демодулятором) вновь в постоянное. Модуляторы выполняются на контактных и бесконтактных ключевых устройствах: вибропреобразователях, магнитоуправляемых контактах, динамических конденсаторах, полевых транзисторах и др. В последнее время чаще всего используются полевые транзисторы. Дрейф нуля усилителей МДМ определяется дрейфом нуля модулятора и не превышает 0,1–0,01 мкВ/час и 0,1–0,01 мкВ/°С. Демодуляторы – выпрямители могут быть управляемыми, тогда вольтметр становится чувствительным к полярности входного сигнала. Пределы измерения приборов снижаются до единиц микровольт.

Так, например, микровольтметр В2-25 имеет наименьший предел измерения 3 мкВ при основной приведенной погрешности 0,5 %. Структурная схема и временная диаграмма, поясняющая работу вольтметра постоянного тока с использованием усилителя постоянного тока типа МДМ, приведены на рис. 4.2.





б

Рис. 4.2. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б) вольтметра постоянного тока с услителем типа МДМ

### Вольтметры переменного тока

Электронные вольтметры переменного тока строятся по двум структурным схемам, в зависимости от пределов измерения, т. е. от величины измеряемого напряжения.

Блок-схема вольтметров переменного тока показана на рис. 4.3.

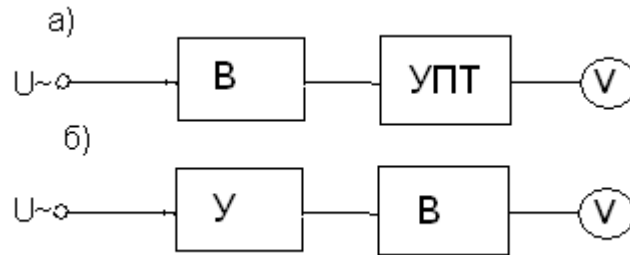


Рис. 4.3. Структурные схемы вольтметров переменного тока

Здесь представлены упрощенные структурные схемы вольтметров переменного тока на большие напряжения – схема *а* и на малые напряжения – схема *б*. На схемах не показаны входные устройства вольтметров, которые отличаются между собой в схемах *а* и *б*. Входное устройство в схеме *а* состоит из входного делителя и повторителя, в схеме *б* перед усилителем ставится повторитель, а затем у многопредельных вольтметров ставится низкоомный делитель. Измеряемое напряжение усиливается усилителем – *У*, затем выпрямляется детектором – *В*. Выпрямленное напряжение измеряется магнитоэлектрическим вольтметром. Усилитель переменного тока и выпрямитель часто объединяются в одно устройство – активный преобразователь переменного напряжения в постоянное, что позволяет уменьшить нелинейные свойства выпрямителя и упростить схему вольтметра.

Основные расчетные соотношения при проектировании вольтметров приведены на примере расчета вольтметра переменного тока, упрощенная принципиальная схема которого представлена на рис. 4.4.

Схема включает входное устройство – резистивный делитель (*R1* и *R2*), широкополосный усилитель (*DA*), преобразователь среднего значения или выпрямительный преобразователь (*VD1*, *VD2*, *R5*, *R6*) и магнитоэлектрический вольтметр – измерительный механизм с добавочным сопротивлением (*r<sub>0</sub>* и *Rd*). Для уменьшения погрешности от нелинейности с помощью резистора *R7* усилитель и выпрямительный преобразователь (детектор) охвачены отрицательной обратной связью. Входное напряжение можно подавать на вход 1 или вход 2, т. е. вольтметр имеет два предела измерения.

Выбирая сопротивления резистивного делителя, можно задавать необходимый верхний (большой) предел измерения. Нижний (меньший) предел определяется усилителем и пределом измерения магнитоэлектрического вольтметра. Значение нижнего предела измерения можно выразить формулой:

$$U_1 = U_{MB} / K_{yc},$$

где  $U_{MB}$  – предел измерения магнитоэлектрического вольтметра, который зависит от величины добавочного резистора  $R_d$ ,  $K_{yc}$  – коэффициент усиления:

$$K_{yc} = \frac{R_5 R_3}{R_7 R_4}.$$

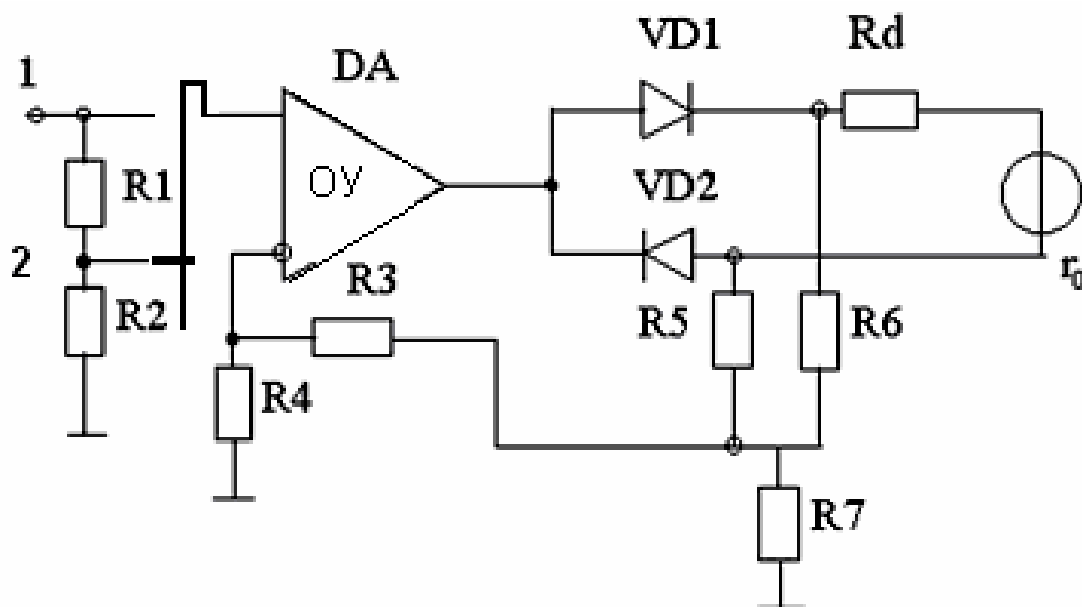


Рис. 4.4. Принципиальная схема вольтметра переменного тока

Входной делитель с коэффициентами передачи  $K_{П1} = 1$  на пределе 1 и на втором пределе

$$K_{П2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Уравнение преобразования магнитоэлектрического вольтметра:

$$\alpha = S_I \times \frac{1}{r_0 + R_d} \times U_{MB}.$$

Выпрямитель – преобразователь переменного тока в постоянный – двухполупериодная схема выпрямления, поэтому коэффициент передачи имеет вид:

$$K_B = \frac{2\sqrt{2}}{\pi},$$

где выходное напряжение выпрямителя – средневыхрямленное значение напряжения, а входное – переменное эффективное значение входного напряжения.

Тогда уравнения шкалы вольтметра можно выразить, соответственно, для каждого предела измерения в виде:

$$\alpha_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_5 \times R_3}{R_7 R_4} \times \frac{S_I}{r_0 + R_d} \times U_{\text{exl}},$$

$$\alpha_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_5 \times R_3}{R_7 R_4} \times \frac{S_I}{r_0 + R_d} \times U_{\text{exl}}.$$

Согласно уравнениям, вольтметр градуируется в действующих значениях синусоидального напряжения. Так как

$$K_B = \frac{U_B}{U_{\text{эфф}}} = \frac{1}{K_\phi},$$

то показания вольтметра зависят от коэффициента формы сигнала  $K_\phi$ , следовательно, при другой форме входного сигнала показания вольтметра изменяться. Например, при прямоугольной форме входного сигнала показания вольтметра изменяться на 11 %.

Инструментальная мультипликативная погрешность может быть найдена из уравнения шкалы (на втором пределе):

$$\gamma_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \gamma_{R_1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \gamma_{R_2} + \gamma_{R_5} +$$

$$+ \gamma_{R_3} - \gamma_{R_7} - \gamma_{R_4} + \lambda_{S_I} + \frac{r_0}{r_0 + R_d} \gamma_{r_0} + \frac{R_d}{r_0 + R_d} \gamma_{R_d}.$$

Формула учитывает погрешность изготовления ( $\gamma$ ) всех сопротивлений, входящих в уравнение преобразования. Постоянные коэффициенты, стоящие перед погрешностями, называют функциями влияния, учитывающие вес погрешности элемента в измерительном преобразовании.

Таким образом, можно погрешность представить с учетом функций влияний:

$$\gamma_2 = F_{R_1} \gamma_{R_1} + F_{R_2} \gamma_{R_2} + \gamma_{R_5} + \gamma_{R_3} - \gamma_{R_7} - \gamma_{R_4} + \lambda_{S_I} + F_{r_0} \gamma_{r_0} + F_{R_d} \gamma_{R_d}.$$

Формула не учитывает погрешность нелинейности выпрямителя, а так же частотные погрешности делителя, усилителя и выпрямителя.

Погрешность выпрямителя в линейном приближении можно определить по формуле:

$$\gamma_{\text{нл}} \approx \frac{\frac{r_{\text{ИП}}}{r_0 + R_d} + \frac{r_0 + R_d}{R_{\text{ОБП}}}}{K_{\text{УС}}}.$$

Частотная погрешность делителя, соответственно, имеет вид:

$$\gamma_\omega = \frac{Z_2 (R_1 + R_2)}{R_2 (Z_1 + Z_2)} - 1,$$

где  $r_{ПР}$  и  $R_{ОБР}$  – прямое и обратное сопротивления диодов, а  $Z_1$  и  $Z_2$ , соответственно, комплексные сопротивления резистивного делителя, учитывающие собственные емкости и индуктивности.

Входное сопротивление вольтметра определяется входным сопротивлением входного делителя:  $R_{вх} = R_1 + R_2$ . Входная емкость вольтметра зависит от емкости резисторов и емкости входных проводников. При коррекции частотной погрешности делителя, входная емкость вольтметра возрастает. Емкость входных проводников уменьшают путем выполнения узла, включающего делитель и повторитель в виде выносного узла-пробника.

Общая мультипликативная погрешность определяется суммой погрешностей: инструментальной, частотной и погрешности нелинейности выпрямителя.

### Универсальные вольтметры

Универсальные вольтметры предназначены для измерения постоянных и переменных напряжений. Некоторые вольтметры допускают также измерение активных сопротивлений, а в некоторых случаях емкостей и индуктивностей.

Универсальные вольтметры построены по блок-схеме рис. 4.5.

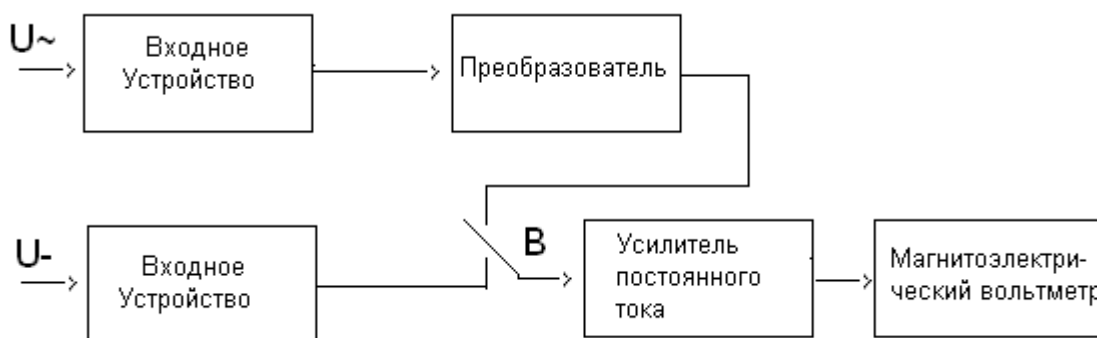


Рис. 4.5. Структурная схема универсального вольтметра

Измеряемое переменное напряжение выпрямляется детектором – «Преобразователем» и подается на усилитель постоянного тока УПТ, на выходе которого включен магнитоэлектрический вольтметр. Обычно в схемах усилителей постоянного тока универсальных вольтметров нет усиления по напряжению, усиливается только входной ток, что дает возможность получить высокое входное сопротивление. Коэффициент усиления по напряжению таких схем близок к единице, но стабильность достаточно высока.

Измеряемое постоянное напряжение в универсальных вольтметрах подается непосредственно на вход УПТ через входное устройство.

## Импульсные вольтметры

Импульсные вольтметры предназначены для измерения амплитуды импульсов различной формы, поэтому градуируются в амплитудных значениях. Для преобразования амплитуды в постоянное напряжение вольтметры используют преобразователи амплитудных значений.

Структурные схемы импульсных вольтметров различаются в зависимости от пределов измерения и скважности импульсов (отношения периода повторения к длительности импульса). При скважности, равным 2, схемы вольтметров аналогичны вольтметрам переменного тока. При малых скважностях (до  $10^9$ ) и малых длительностях импульсов 10–100 нс приходится применять активные преобразователи амплитудных значений (ПАЗ), т. е. преобразователи с импульсными усилителями, увеличивающими время цепи разряда. Такие схемы называют компенсационными амплитудными преобразователями. Упрощенная схема представлена на рис. 4.6.

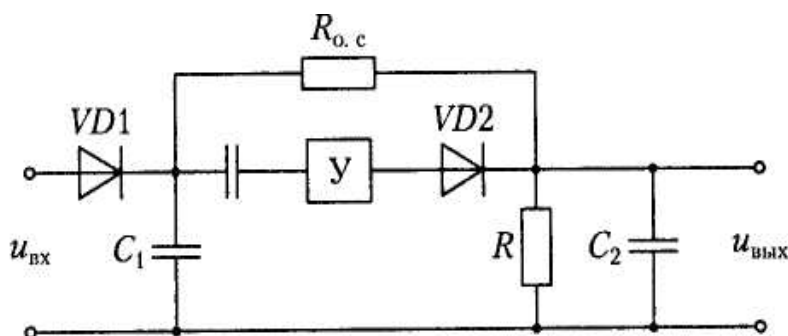


Рис. 4.6. Схема компенсационного амплитудного преобразователя

Схема использует два пассивных преобразователя амплитудных значений с открытым входом. Первый преобразователь управляется вторым с помощью импульсного усилителя с малой инерционностью и цепи обратной связи ( $R_{oc}$ ). Напряжение на выходе

$$U_{вых} = \frac{U_m R}{R + R_{oc}}$$

через сопротивление обратной связи устанавливает напряжение на конденсаторе  $C_1$ , равным амплитуде входного сигнала. В таких вольтметрах, например импульсном вольтметре В4-9А, при скважности от 2 до 3 и частотах повторения от 1 до 300 МГц и пределах измерения 2,5; 10; и 20 В основную погрешность составляет (2,5–4,0) %.

В импульсных вольтметрах необходимо учитывать две погрешности, связанные с особенностями измеряемого сигнала: погрешность, вызванная отличием среднего значения напряжения на выходе (на конденсаторе) от амплитуды измеряемого импульса и погрешность от неучета

постоянной составляющей при малой скважности в импульсных вольтметрах с закрытым входом. Первая составляющая приближенно определяется по формуле:

$$\gamma_Q = \frac{(Q-1)T_{\max}}{2Q\tau_p},$$

где  $Q$  – скважность входного сигнала,  $T_{\max}$  – наибольший период сигнала;  $\tau_p$  – постоянная времени разряда амплитудного преобразователя-детектора.

Относительная погрешность, вызванная наличием постоянной составляющей  $E_0$ , может быть вычислена из равенства:

$$\gamma_{E_0} = -\frac{E_0}{U_m} = -1/Q.$$

Для измерения больших амплитуд импульсов вольтметры строят по блок-схеме типа детектор – УПЧ. Детектор заключается в выносной пробник, здесь же производится переключение полярности измеряемых импульсов.

### Селективные вольтметры

Вольтметры предназначены для измерения действующего значения переменного напряжения в полосе частот или действующего значения отдельных гармонических составляющих входного сигнала.

Особенностью вольтметров является наличие в структуре прибора избирательного звена, обычно, с перестраиваемой полосой пропускания. Структурные схемы вольтметров различаются в зависимости от выполнения избирательного звена. Это или полосовой перестраиваемый избирательный фильтр или не перестраиваемый фильтр с преобразователем частоты – смесителем.

Селективные (избирательные) вольтметры, в которых перестройка частоты при измерении переменного напряжения производится с помощью смесителя путем изменения частоты вспомогательного генератора – гетеродина называют гетеродинными вольтметрами. Его блок-схема представлена на рис. 4.7.

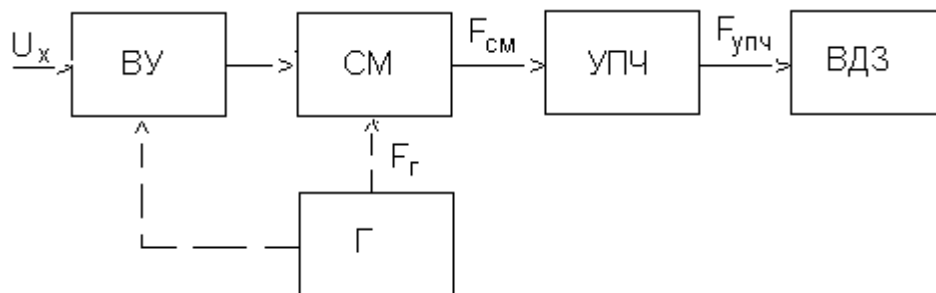


Рис. 4.7. Селективные (избирательные) вольтметры

Измеряемый сигнал  $U_X$  через входной избирательный усилитель ВУ подается на смеситель См, предназначенный для преобразования частотного спектра измеряемого сигнала. На выходе смесителя появляется сигнал, пропорциональный измеряемому сигналу, но с частотами спектра  $f_{CM} = f_G - f_{Xi}$ , где  $f_{Xi}$  – частота гармонических составляющих измеряемого сигнала;  $f_G$  – частота синусоидального сигнала гетеродина. Усилитель промежуточной частоты УПЧ, выполняющего роль полосового фильтра, настроен на фиксированную частоту  $f_{УПЧ}$ , поэтому на его выход пройдет только составляющая выходного сигнала смесителя с частотой, равной  $f_{УПЧ}$ . Этот сигнал соответствует гармонической составляющей измеряемого сигнала с частотой  $f_{Xi} = f_G - f_{УПЧ}$ , действующее значение которой измеряется вольтметром действующих значений ВДЗ. Изменяя частоту гетеродина  $f_G$  можно измерять действующие значения различных гармонических составляющих исходного сигнала  $U_X$ . Благодаря фиксированному значению частоты  $f_{УПЧ}$  усилитель УПЧ имеет большой коэффициент усиления и узкую полосу пропускания, что обеспечивает высокую чувствительность и избирательность селективного вольтметра. Например, вольтметр В6-10 измеряет напряжения от 1 мкВ до 10 мВ (с внешним делителем напряжения до 1 В) в диапазоне частот 0,1–30 МГц при полосе пропускания 1 кГц.

### Фазочувствительные вольтметры

Фазочувствительные вольтметры измеряют переменное синусоидальное напряжение, определяя вещественную и мнимую составляющие:

$$U_X = U_{XB} + jU_{XM}.$$

В отличие от других, фазочувствительные вольтметры имеют два индикатора, проградуированных в мгновенных значениях. По показаниям двух индикаторов определяются амплитуда и фаза входного напряжения:

$$U_{MX} = \sqrt{U_{XB}^2 + U_{XM}^2}, \quad \varphi_X = \arctg \frac{U_{XM}}{U_{XB}}.$$

Под фазовым сдвигом понимается сдвиг между двумя напряжениями: исследуемым (измеряемым) и опорным. Вольтметры применяются для исследования АЧХ и ФЧХ четырехполюсников, где опорное напряжение – входное, а исследуемое – выходное напряжение четырехполюсника. Соответственно, вольтметр имеет два входа, прибор имеет два измерительных канала. Схема подключения вольтметра показана на рис. 4.8.



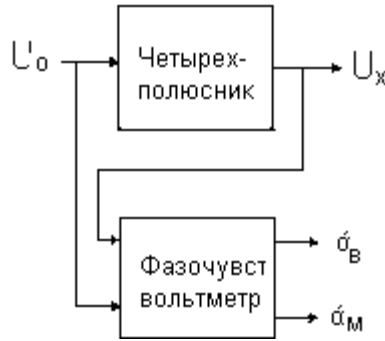


Рис. 4.8. Схема подключения фазочувствительного вольтметра к исследуемому четырехполюснику

Известно, что вещественная и мнимая составляющие представляют скалярные произведения опорного и исследуемого напряжений при опорном напряжении, равном некоторой константе, условно принятой, равной единице:

$$U_{XB} = U_0 U \cos \varphi,$$

$$U_{XM} = U_0 U \sin \varphi.$$

Таким образом, для выделения составляющих измеряемого напряжения необходимо перемножить скалярно два вектора  $U_0$  и  $U_x$ . Для скалярного перемножения векторов применяются квадраторы и используются суммо-разностный метод перемножения:

$$(U_0 + U_x)^2 = U_x^2 + 2U_x U_0 + U_0^2 \text{ — для суммы,}$$

$$(U_0 - U_x)^2 = U_x^2 - 2U_x U_0 + U_0^2 \text{ — для разности.}$$

Если из суммы вычесть разность, получаем:

$$(U_0 + U_x)^2 - (U_0 - U_x)^2 = 4U_x U_0.$$

При синусоидальной форме сигналов:

$$U_x(t) = U_{MX} \sin \omega t,$$

$$U_0(t) = U_{MO} (\sin \omega t + \varphi).$$

Тогда скалярное произведение дает учетверенное произведение амплитуд опорного и измеряемого напряжений:

$$4U_x(t)U_0(t) = 4U_{MX}U_{MO} \cos \varphi.$$

В качестве квадраторов применяют вакуумные термопреобразователи. Для исключения погрешности при перемножении преобразователи должны быть идентичными, т. е. должны иметь одинаковую квадратичность ( $n_1 = n_2 = 2$ ) и одинаковые коэффициенты преобразования  $K_{T_1} = K_{T_2}$  в уравнениях преобразований:

$$e_1 = K_{T_1} I_1^{n_1}, \text{ и } e_2 = K_{T_2} I_2^{n_2},$$

где  $I_1$  и  $I_2$ , соответствующие токи через нагреватели термопреобразователей.

Токи нагревателей создаются в первом преобразователе суммой входных напряжений, во втором – разностью:

$$I_1 = K_1(U_x + U_0),$$

$$I_2 = K_2(U_x - U_0).$$

Для измерения мнимой составляющей производится подобные преобразования, предварительно повернув вектор опорного напряжения на  $90^\circ$ .

Упрощенная принципиальная схема измерения вещественной составляющей напряжения приведена на рис. 4.9.

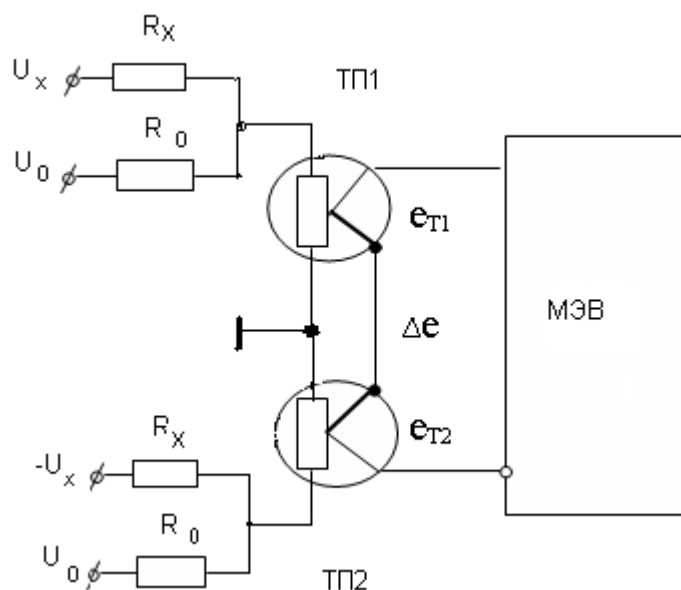


Рис. 4.9. Схема измерения вещественной составляющей переменного напряжения

Ток нагревателя первого преобразователя ТП1 состоит из суммы токов:

$$I_{ТП1} = \frac{U_x}{R_x} + \frac{U_0}{R_0},$$

ток нагревателя второго преобразователя ТП2 состоит из разности:

$$I_{ТП2} = \frac{U_x}{R_x} - \frac{U_0}{R_0}.$$

В формулах не учитываются сопротивления нагревателей.

Разность термо-ЭДС,  $\Delta e = KU_{MX} U_{M0} \cos\varphi$ , пропорциональная  $U_x \cos\varphi$  измеряется магнитоэлектрическим вольтметром.

Опорное напряжение перед каждым измерением устанавливается постоянным с помощью калибровки. Для этого на оба канала подается

опорное напряжение, следовательно, фазовый сдвиг равен нулю. Индикатор вещественной составляющей должен показать максимальное напряжение (в вольтметре имеется паспортная величина этого напряжения), регулируя опорное входное напряжение. Второй индикатор показывает нуль.

Для установки сдвига фаз  $90^\circ$ , т. е. для калибровки индикатора мнимой составляющей напряжения на оба канала подается опорное напряжение, но во втором канале опорное напряжение сдвигают фазовращателем до тех пор, чтобы первый индикатор показал нуль, второй – максимальное отклонение (имеется паспортная величина этого напряжения).

Структурная схема фазочувствительного вольтметра приведена на рис. 4.10.

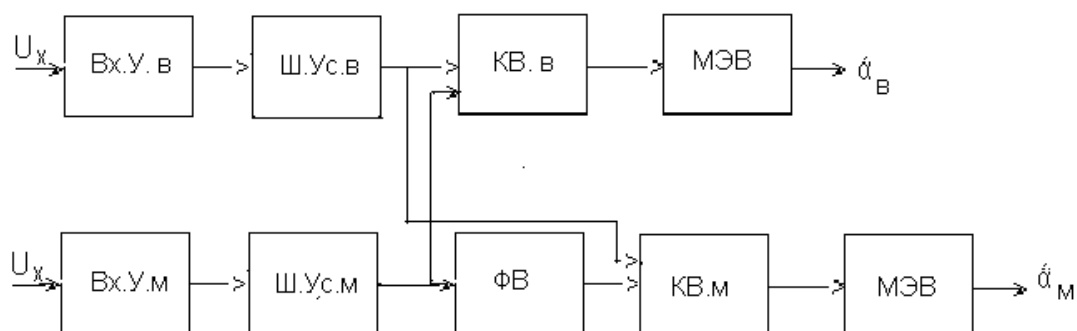


Рис. 4.10. Структурная схема фазочувствительного вольтметра

Структурная схема фазочувствительного вольтметра включает: входные устройства – Вх.У., состоящие из входных делителей и повторителей, Ш.Ус. – широкополосные усилители, квадраторы КВ, фазовращатель ФВ и магнитоэлектрические вольтметры МЭВ. В качестве фазовращателей используют мостовые фазосдвигающие RC-цепи

Пределы измерения вольтметров: 1 мВ – 10 В переменного синусоидального напряжения частотой 20 Гц – 100 кГц. Основная погрешность вольтметров составляет 2,0–2,5 %.

Отличительной особенностью измерения переменного напряжения путем измерения его квадратурных составляющих является высокая избирательность к частоте входного измеряемого сигнала, что имеет важное значение при измеряемых сигналах с большим содержанием гармонических составляющих.

#### *Общая характеристика аналоговых вольтметров*

1. Последовательное соединение делителя напряжения и усилителя является характерной особенностью построения всех электронных вольтметров. Такая структура позволяет делать вольтметры высокочув-

ствительными и многопредельными за счет изменения в широких пределах их общего коэффициента преобразования. Однако повышение чувствительности вольтметров постоянного тока путем увеличения коэффициента усиления УПТ наталкивается на технические трудности из-за нестабильности работы УПТ, характеризующейся изменениями выходного уровня: смещением нуля, дрейфом «нуля» (самопроизвольным изменением выходного сигнала) и изменением коэффициента усилителя. Поэтому в таких вольтметрах, как правило, основное назначение УПТ обеспечить большое входное сопротивление вольтметра. В связи с этим верхний предел измерений таких вольтметров не бывает ниже десятков и единиц милливольт.

2. Для уменьшения влияния нестабильности УПТ в вольтметрах предусматривают возможность регулировок перед измерением: «нуля» и коэффициента преобразования усилителя.

3. Для создания высокочувствительных вольтметров постоянного тока (микровольтметров) применяют усилители постоянного тока, построенные по схеме МДМ (модулятор–демодулятор). Усилители переменного тока не пропускают постоянную составляющую сигнала, поэтому у них отсутствует дрейф «нуля», характерный для УПТ.

Поскольку схема МДМ-усилителя позволяет практически полностью убрать дрейф «нуля» и имеет стабильный коэффициент усиления, коэффициент может достигать больших значений, например 33000 для микровольтметра В2-25. Вследствие этого у микровольтметров нижний предел измерений при наивысшей чувствительности может составлять единицы микровольт. Так, микровольтметр постоянного тока В2-25 имеет пределы измерений 3, 10, 300, 1000 мкВ при основной приведенной погрешностью (0,5–6) %.

4. Делитель напряжения на входе вольтметра расширяет пределы измерения. Включение делителя не должно заметно снижать входное сопротивление вольтметра, т. е. делитель напряжения должен быть высокоомным. Конструирование высокоомного делителя представляет известные трудности, которые состоят в том, что непроволочные высокоомные сопротивления имеют недостаточную стабильность. Высокую стабильность имеют проволочные сопротивления из манганина, однако изготовление проволочных сопротивлений больших номиналов затруднено из-за увеличения габаритов, большой собственной емкости и индуктивности, что вносит погрешность при измерении переменных напряжений.

В последнее время разработана технология производства проволочных сопротивлений из очень тонкого провода в стеклянной изоляции. Такие сопротивления называются микропроволочными. Они изго-

товляются на номиналы до 10 МОм. Сопротивления по точности разделяются на три класса: 0,1; 0,2; 0,5.

Сопротивления класса 0,1 под нагрузкой отклоняются от номинальной величины не более чем на 0,1 %. Точность подгонки этих сопротивлений к номинальной величине в зависимости от группы составляет 0,03–0,2 %.

Непроволочные сопротивления в результате старения могут значительно изменять свою величину. Температурный коэффициент сопротивлений составляет (1÷2) % на каждые 10° изменения температуры. Температура сопротивления зависит от величины нагрузки и условий теплоотдачи. На величину сопротивления влияет также влажность воздуха. Под действием влаги лаковая пленка, покрывающая сопротивление, разбухает и механически разобщает частицы проводящего слоя, а проникающая сквозь покрытие влага меняет проводимость слоя. Высокоомные сопротивления, имеющие более тонкий проводящий слой, претерпевают при этом большие изменения. Поэтому отказываются от лакового покрытия, и сопротивления помещают в стеклянные баллоны, из которых выкачан воздух.

Для повышения временной стабильности сопротивления подвергают электрической тренировке, выдерживая в течение нескольких часов под нагрузкой (большей номинальной), и искусственному старению. Искусственное старение осуществляется выдержкой вначале в течение нескольких суток при температуре до 1000°, а затем на протяжении нескольких недель при номинальной температуре.

5. Конструктивное решение – вынесение входного устройства в выносной пробник обеспечивает возможность измерения на частотах от 20 Гц до 1 ГГц.

### 4.3. Электронные омметры

Электронные омметры применяются для измерения активных сопротивлений в диапазоне  $10^{-4}$ – $10^{17}$  Ом при измерении сопротивлений резисторов, поверхностных и объемных сопротивлений, изоляций и т. д. Точность этих приборов, как правило, невысока. Погрешность приборов возрастает с увеличением измеряемых сопротивлений, достигая на пределах тераомм (4÷10) % и более. Принцип действия аналоговых электронных омметров основан на преобразовании измеряемого сопротивления в функционально связанное с ним постоянное напряжение, измеряемое магнитоэлектрическим измерительным механизмом, шкала которого отградуирована в единицах сопротивления.

Для преобразования измеряемого сопротивления в постоянное напряжение используют два метода: метод резистивного делителя, состав-

ленного образцовым и измеряемым резисторами, и использование генератора стабильного тока, проходящего по цепи с измеряемым сопротивлением.

Схема электронного омметра с использованием резистивного делителя изображены на рис. 4.11.

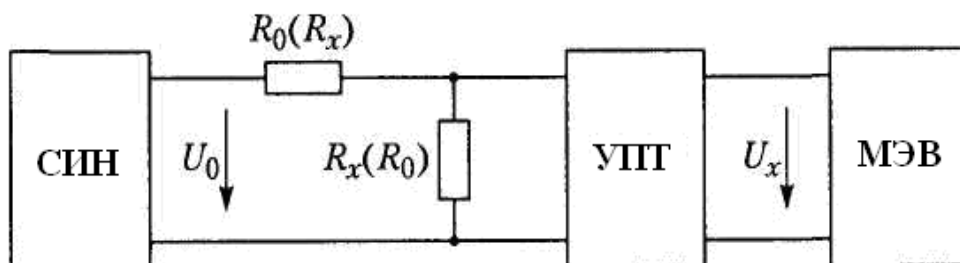


Рис. 4.11. Схема омметра на основе резистивного делителя

Здесь СИИ – стабилизированный источник напряжения; УПТ – усилитель постоянного тока;  $R_x$  – резистор, электрическое сопротивление которого необходимо измерить;  $R_0$  – образцовый резистор, сопротивление которого известно;  $U_x$  – напряжение на входе МЭВ.

Схема имеет два варианта:

а)  $U_x = U_0 \frac{R_x}{R_0 + R_x}$  – магнитоэлектрический вольтметр измеряет па-

дение напряжения на измеряемом сопротивлении;

б)  $U_x = U_0 \frac{R_0}{R_0 + R_x}$  – вольтметр измеряет падение напряжения на из-

вестном резисторе.

В схеме а при условии  $R_x \ll R_0$  шкала омметра прямая с бесконечным пределом измерения. В схеме б шкала обратная и тоже с бесконечным пределом измерения. Первый вариант применяется на малые пределы измерения, вторая используется в омметрах на большие пределы. Шкалы неравномерные, поэтому используется часть шкалы, называемой рабочей частью шкалы. Такие схемы в литературе часто называют потенциометрическими, соответственно, называют и метод измерения.

На основе потенциометрического метода были созданы измерители больших сопротивлений, основные параметры которых указаны в табл. 4.1.

Потенциометрические схемы используются также при измерении малых сопротивлений (до  $10^{-4}$  Ом), выходное напряжение измеряется электронными милливольтметрами. При измерении малых сопротивлений возникают трудности, связанные с влиянием соизмеримых по значению сопротивлений контактов и соединительных проводов, а также контактных термо-ЭДС. Поэтому для исключения влияния термо-ЭДС

измерения производятся на переменном токе, т. е. вместо источника стабилизированного напряжения используются генератор переменного тока. Применение переменного тока позволяет использовать усилитель переменного тока с большим коэффициентом усиления, что повышает чувствительность прибора при измерении малых сопротивлений и исключает погрешность измерения за счет дрейфа нуля УПТ.

Таблица 4.1

Тип прибора	Напряжение на измеряемом сопротивлении, В	Пределы измерения, Ом	Погрешность, %
Е6-3	100	$10^7/10^8/10^9$	1,5
		$10^{10}$	2,5
		$10^{11}/10^{12}$	10
		$10^{13}$	20
		$10^{14}$	не нормируется
Ф507	100	$10^9$	1,5
		$10^{10}$	2,5
		$10^{11}/10^{12}$	10
		$10^{13}/10^{14}$	15

Выходной сигнал усилителя выпрямляется выпрямителем и подается на магнитоэлектрический вольтметр рис. 4.12.

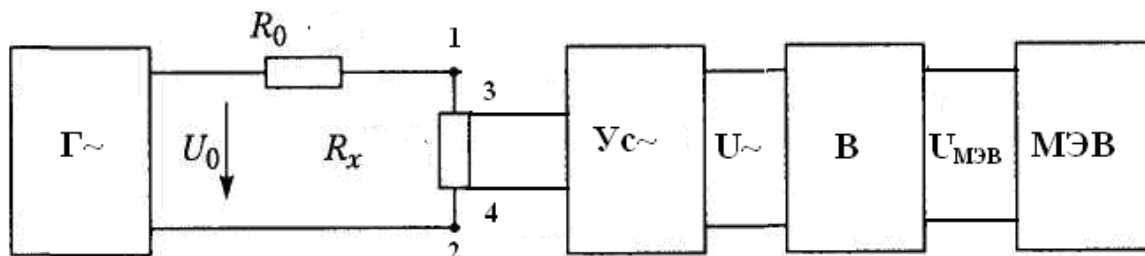


Рис. 4.12. Схема миллиомметра

Для уменьшения влияния сопротивлений контактов и соединительных проводов резистор  $R_x$  включают по четырехпроводной схеме, при которой ток к резистору подводится по одной паре проводов (зажимы 1 и 2), а напряжение, пропорциональное измеряемому сопротивлению, снимается с другой пары проводов (зажимы 3 и 4). В качестве примера можно указать миллиомметр Е6-15, имеющий диапазон измерений сопротивления  $10^{-4} - 10^2$  Ом и приведенную погрешность  $\pm 1,5$  %.

Преобразование сопротивления в напряжение с использованием стабилизатора тока применяется в омметре, схема которого представлена на рис. 4.13.

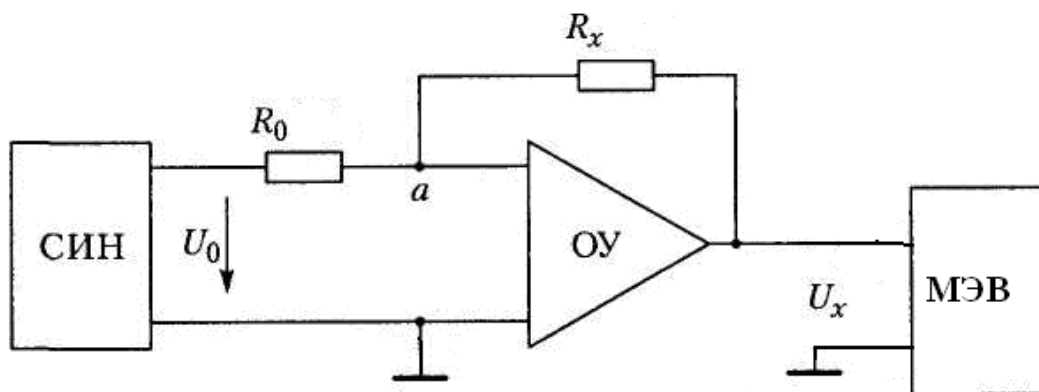


Рис. 4.13. Схема преобразования сопротивления в напряжение на основе стабилизатора тока

В омметрах, построенных по схеме рис. 4.13, применен операционный усилитель, и цепь отрицательной обратной связи которого включен резистор  $R_x$ . Операционный усилитель – усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления и большим входным сопротивлением. Поэтому потенциал точки  $a$ , определяемый как  $U_x / K_{УС}$ , и входной ток усилителя практически равны нулю. Следовательно, токи, протекающие через резисторы  $R_0$  и  $R_x$ , равны и справедливы соотношения

$$U_0 / R_0 = - U_x / R_x.$$

Магнитоэлектрический вольтметр измеряет напряжение:

$$U_x = U_0 R_x / R_0,$$

следовательно, шкала вольтметра прямая и может быть проградуирована в единицах сопротивления. Такая схема включения предпочтительна, поскольку омметр имеет равномерную шкалу. Верхний предел измерений в таких омметрах изменяют путем подключения резисторов  $R_0$  различных сопротивлений. Такая схема используется в электронном омметре Е6-10, имеющем диапазон измерений от 10 Ом до 1000 МОм и класс точности 2,5.

В тераомметрах при измерении больших сопротивлений ( $R_x > 10^6 - 10^{12}$  Ом) использование этого варианта схемы приводит к существенному росту погрешности. Это обусловлено тем, что при ограничении выходного напряжения  $U_x$ , определяемого характеристиками ОУ, для больших  $R_x$  необходимо включать большие  $R_0$ , чтобы уменьшить ток стабилизатора до величины:

$$I_{СТ} = \frac{U_{x\max}}{R_{x\max}},$$

где  $U_{x\max}$  – максимальное выходное напряжение усилителя.

С уменьшением тока увеличивается погрешность преобразования из-за влияния токов утечки и шумов входной цепи усилителя. Поэтому



более предпочтительной является схема преобразования сопротивления в ток, т. е. схема с использованием операционного усилителя, изображенная на рис. 4.14, где образцовое сопротивление включено в цепь обратной связи, а измеряемое сопротивление находится во входной цепи.

В приборе Е6-14 таким образом измеряются сопротивления от 10 МОм до 1 Том с погрешностью 10 % . В табл. 4.2 приведены приборы и их характеристики, использующие преобразование сопротивления в ток.

Таблица 4.2

Тип прибора	Напряжение на измеряемом сопротивлении, В	Пределы измерения, Ом	Погрешность, %
Е6-10	10	$10^9$	4
Е6-13А	10/100	$10^{13}$	2,5-10
Е6-14	100	$10^{16}$	4-10
Е6-17	10/100	$3 \cdot 10^{10}$	2,5-6
Е6-21	1-1000	$10^{16}$	2,5-10
ЕК6-7	1-1000	$10^{16}$	4-10
ЕК6-11	2,5-500	$10^{14}$	6-10

При включении высокоомного образцового сопротивления в цепь обратной связи требуется его высокая стабильность и достаточная точность. Проблема выбора высокоомного образцового резистора отпадает при использовании схемы инвертирующего усилителя с Т-образной ООС, в котором цепь обратной связи образована Т-образным трехплосником, составленным из резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . Это дает возможность уменьшить диапазон сопротивлений, необходимых для получения заданного коэффициента усиления.

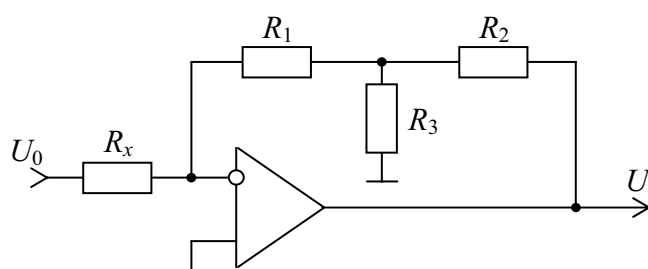


Рис. 4.14

Выражение для выходного напряжения схемы в этом случае имеет

$$\text{вид: } U = -U_0 \frac{R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3}}{R_x}.$$

В отличие от предыдущей схемы, в данном случае для достижения достаточно высокого полезного сигнала потребуются образцовые резисторы гораздо меньших номиналов, что в конечном итоге скажется на точности всего преобразователя. В подобных схемах обязательным является усилитель с высоким входным сопротивлением и большим коэффициентом усиления.

Наряду со смещениями, дрейфом нуля и мультипликативными погрешностями схемы преобразователей сопротивления в ток или напряжение существенное влияние на результат измерения терраомметров оказывает сетевая помеха 50 Гц. Действенным способом повышения помехозащищенности является экранирование. В условиях, когда экранирование объекта измерения от помех осуществить невозможно, могут возникнуть значительные погрешности измерений. Определенное повышение помехоустойчивости тераомметра можно получить, фильтруя сигнал помех в самом преобразователе.

Для большинства объектов измерения синфазная компонента помех незначительна, и рассчитывать приходится на наихудший случай, когда присутствуют только дифференциальные помехи. В таком случае влияние помех можно охарактеризовать током помех  $I_n$  на входе преобразователя. Источник тока  $I_n$  является емкостным, при этом емкость образуется между входом преобразователя и окружающими объектами, находящимися под переменным или постоянным напряжением. В последнем случае ток помех создается при перемещении этих объектов, то есть при изменении емкости между ними и входом преобразователя. Если преобразователь создан на основе усилителя с обратной связью, то выходное напряжение  $U$  и величина измеряемого сопротивления  $R_x$  связаны соотношением

$$U = U_0 \frac{\rho}{R_x},$$

где  $\rho$  – коэффициент передачи преобразователя.

При наличии помех можно переписать в виде:

$$U = \left( \frac{U_0 + U_n}{R_x} + I_{II} \right) \rho,$$

где  $U_n$  – напряжение, обусловленное током помех  $I_n$  на входе преобразователя.

Помехи приводят к аддитивной погрешности, а также к нелинейным искажениям. Одним из вариантов повышения помехозащищенности преобразователя больших сопротивлений является введение комплексного сопротивления в цепь обратной связи усилителя, рис. 4.15.

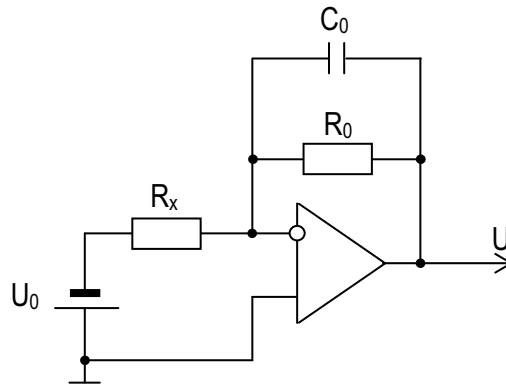


Рис. 4.15

Для этой схемы коэффициент передачи  $\rho = -\frac{R_0}{R_0 C_0 j\omega + 1}$ , ток помехи:  $I_{n\max} \leq \left( U_M - \frac{U_0 R_0}{R_x} \right) C_0 \omega_n$ , где  $\omega_n$  – частота помехи.

В подобном преобразователе можно получить достаточно большие коэффициенты ослабления помехи. Повышение помехоустойчивости такого тераомметра по току  $I_{n\max}$  может быть достигнуто увеличением разности

$$U_M - \frac{U_0 R_0}{R_x} \text{ или } C_0.$$

Однако увеличение  $C_0$  приводит одновременно к уменьшению быстродействия преобразователя.

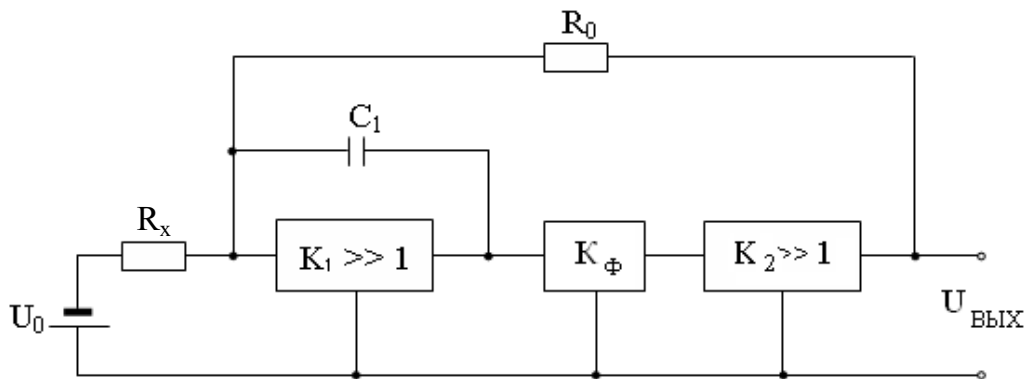


Рис. 4.16. Структурная схема помехозащищенного преобразователя сопротивления в напряжение

При  $R_x = 1$  ТОм;  $R_0 = 100$  ГОм;  $C_0 = 32$  пФ;  $U_0 = 100$  В коэффициент подавления помехи сетевой частоты по сравнению с измеряемым сигналом 60 дБ. Другой вариант повышения помехозащищенности преобразователя при повышении быстродействия – многокаскадное построение УПТ преобразователя сопротивления и введение в его состав дополнительных фильтрующих звеньев. В качестве примера такого варианта на рис. 4.16 приведена структурная схема тераомметра, первым каскадом

которого является инвертирующий усилитель с большим коэффициентом усиления, второй усилитель представляет внутренний низкочастотный либо режекторный фильтр, настроенный на частоту помехи.

Основой омметров с преобразованием сопротивлений в напряжение являются стабилизаторы тока и усилители с токовым выходом.

### Стабилизаторы тока и преобразователи сопротивления в напряжение

Если нужно, чтобы ток в нагрузке не зависел от сопротивления нагрузки, применяют стабилизаторы тока или усилители с токовым выходом. В первом случае постоянный выходной ток задается некоторым опорным напряжением, а во втором – выходной ток изменяется пропорционально выходному сигналу.

#### Стабилизаторы тока на основе транзисторных структур

Простейший стабилизатор тока может быть выполнен на одном транзисторе, если на базу этого транзистора подать опорное напряжение, в эмиттер включить постоянное сопротивление, а в коллектор – сопротивление нагрузки. Как известно, ток коллектора почти не зависит от коллекторно-эмиттерного напряжения. Поэтому такой каскад будет обеспечивать близкий к постоянному ток в нагрузке. Именно этот принцип используется в стабилизаторе тока, показанном на рис. 4.17, а.

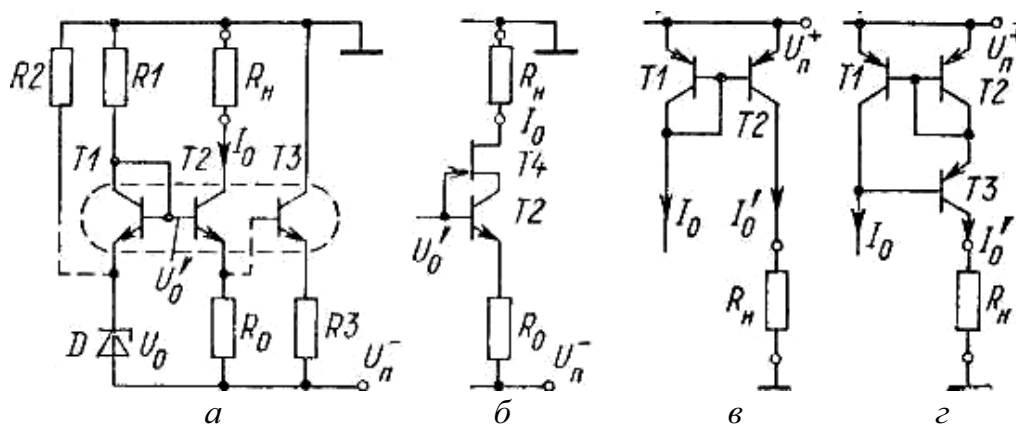


Рис. 4.17. Схемы транзисторных стабилизаторов тока

Здесь нагрузка  $R_H$  подключена в коллектор транзистора  $T_2$ . На базу этого транзистора подано напряжение  $U'_0$ , которое равно сумме получаемого с помощью стабилитрона  $D$  опорного напряжения  $U_0$  и базо-эмиттерного напряжения транзистора  $T_1$  ( $U_{бэ1}$ ). Таким образом, эмиттерный ток транзистора  $T_2$  будет определяться равенством:

$$I_{э2} = \frac{U'_0 + U_{бэ1} - U_{бэ2}}{R_0} \approx \frac{U'_0}{R_0}.$$

Коллекторный ток транзистора  $T_2$  – это и есть выходной ток стабилизатора.

Выходное сопротивление источника тока, построенного по схеме, рис. 2.5, *a*, определяется формулой:  $R_i \approx \beta \times r_{кЭ}$ , где  $r_{кЭ}$  – внутреннее коллекторно-эмиттерное сопротивление транзистора Т2,  $\beta$  – его коэффициент усиления транзистора по току. Если требуется более высокое выходное сопротивление, то целесообразно строить источник тока с полевым транзистором на выходе. Если включать нагрузку в сток полевого транзистора, то выходное сопротивление такого источника тока будет

$$R_i = r_{СИ}(1 + SR_H),$$

где  $r_{СИ}$  – внутреннее сопротивление сток-исток транзистора Т4;  $S$  – крутизна Т4;  $R_H$  – сопротивление, включенное в истоковую цепь транзистора.

В данном случае в истоковую цепь полевого транзистора Т4 включен коллектор биполярного транзистора Т2, что обеспечивает высокое эквивалентное сопротивление  $R_H$  и, как следствие, очень высокое выходное сопротивление стабилизатора. При выходном токе порядка 1 мкА это сопротивление может достигать 1 ГОм.

Для того чтобы получить возможность присоединять источник  $U_0$  и нагрузку  $R_H$  к общему проводнику, нужно дополнить стабилизатор так называемым токовым зеркалом.

Возможные схемы токовых зеркал показаны на рис. 4.17, *б* и *г*.

Точность работы токового зеркала может быть повышена, если в эмиттеры транзисторов Т1 и Т2 (рис. 4.17, *в* и *г*) включить равные по сопротивлению резисторы.

### Стабилизаторы тока с операционными усилителями

В стабилизаторах тока ОУ, охваченный отрицательной обратной связью по току, используется для поддержания тока в нагрузке, определяемому входным опорным напряжением  $U_0$ .

Рис. 4.18 показывает две схемы стабилизаторов тока, использующих ОУ.

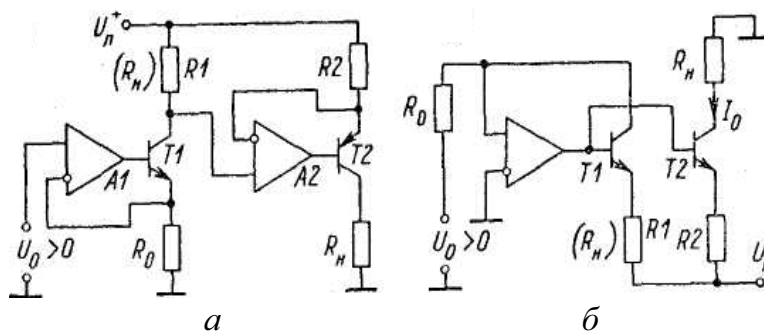


Рис. 4.18

В стабилизаторе по схеме рис. 4.18, *a* – операционный усилитель А1 поддерживает падение напряжения на резисторе  $R_0$  равным опорному напряжению  $U_0$ .

Если требуется, чтобы нагрузка и источник опорного напряжения имели общий зажим, можно дополнить стабилизатор вторым ОУ, как это показано на рис. 4.18, а.

В стабилизаторе, схема которого показана на рис. 4.17, б, с помощью ОУ стабилизируется коллекторный ток транзистора Т1, а нагрузка включается в коллектор транзистора Т2.

### Усилители с токовым выходом

Стабилизаторы тока могут применяться в качестве усилителей с токовым выходом. В этом случае вместо опорного напряжения  $U_0$  на вход усилителя будет подаваться входное напряжение  $U_{вх}$ .

Примеры несложных схем усилителей с токовым выходом приведены на рис. 4.19. Усилитель по схеме рис. 4.19, а – это неинвертирующий усилитель с Т-образным трехполюсником в цепи обратной связи с транзисторным усилителем тока на выходе ОУ.

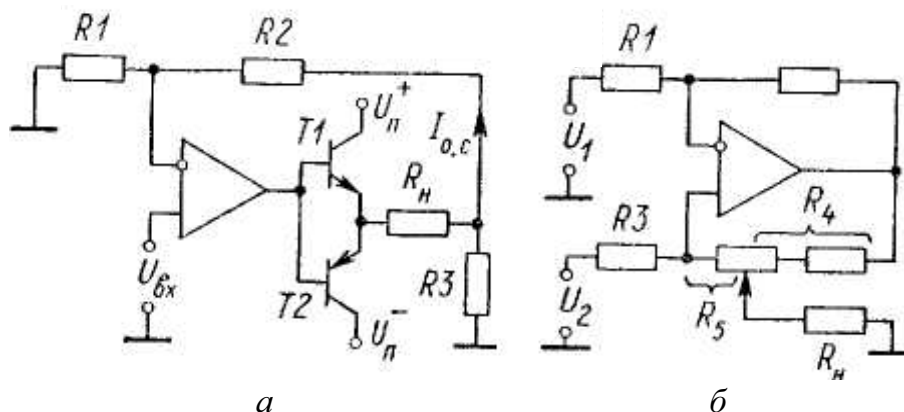


Рис. 4.19. Схемы простых усилителей с токовым выходом

Ток обратной связи составляет здесь только часть тока  $I_H$ , проходящего через нагрузку  $R_H$ :

Учитывая, что напряжение на резисторе R1 равно входному сигналу, в итоге получаем:

$$I_H = \frac{U_{вх}}{R_1} \left( 1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{R_2}{R_3} \right).$$

В усилителе рис. 4.19, а нагрузка не имеет заземленного зажима, общего с заземленным зажимом источника входного напряжения. Этого недостатка лишен усилитель с отрицательной и положительной обратной связью, схема которого показана на рис. 4.19, б. Ток в нагрузке  $R_H$  в данном случае описывается выражением:

$$I_H = \frac{(U - U)R_2}{R_1R_4}.$$

Таким образом, усилитель по схеме рис. 4.19, б представляет собой дифференциальный усилитель с токовым выходом и заземленной нагрузкой.

Схемы усилителей с токовым выходом, показанные на рис. 4.20, а, б, представляют собой развитие схемы рис. 4.18, б.

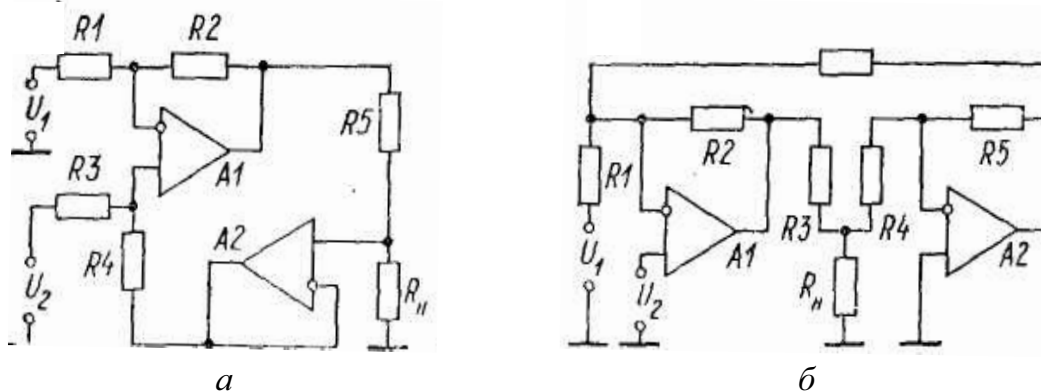


Рис. 4.20. Схемы усилителей с токовым выходом, построенных на двух ОУ

В этих усилителях используется по два ОУ, что дает возможность получить некоторые дополнительные положительные свойства. В частности, в усилителе по схеме рис. 4.20, а имеется возможность регулировать коэффициент передачи, изменяя сопротивление резистора R5. В усилителе по схеме рис. 4.20, б обеспечивается независимость работы в режиме с токовым выходом от выходных сопротивлений источников сигналов  $U_1$  и  $U_2$ .

При соблюдении  $R_1 R_4 = R_2 R_3$  ток в нагрузке равен:

$$I_H = \frac{(U_2 - U_1) R_2}{R_1 R_5}.$$

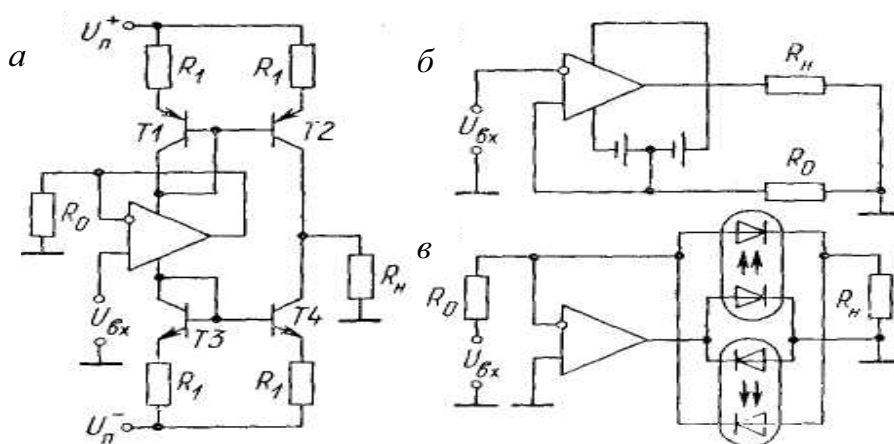


Рис. 4.21. Схемы усилителей с токовым выходом

Заслуживают внимания схемы усилителей с токовым выходом, показанные на рис. 4.21. В усилителе по схеме рис. 4.21, а выходной ток  $I_H$

образуется как разность токов, потребляемых усилителем от источников питания  $U^+$  и  $U^-$ , причем для получения этой разности используются два токовых зеркала, построенные на двух парах транзисторов (Т1, Т2 и Т3, Т4). Операционный усилитель в данном случае включен по схеме повторителя и нагружен на резистор  $R_0$ , через который протекает ток  $U_{\text{вх}}/R_0$ . Поскольку сумма токов, входящих в ОУ и выходящих из него, равна нулю, то разность токов потребления от источников питания должна быть также равна  $U_{\text{вх}}/R_0$ . Именно эта разность и направляется в нагрузку. Усилитель по схеме рис. 4.21, б содержит источник двухполярного питания, средний вывод которого соединен не с общим проводом, а с неинвертирующим входом ОУ. Гальванически разделенный источник питания позволяет получить очень простой по схеме усилитель, выходной ток которого равен  $U_{\text{вх}}/R_0$ .

Наконец усилитель по схеме рис. 4.21, в использует диодные оптроны в качестве гальванически разделенных управляемых источников напряжения. Выходной ток ОУ в зависимости от его направления протекает через светодиод, входящий в один из двух оптронов. Освещенный фотодиод, входящий в этот оптрон, генерирует напряжение соответствующей полярности, которое и определяет ток  $I_H$  через резисторы  $R_H$  и  $R_0$ :

$$I_H = \frac{U_{\text{вх}}}{R_0}.$$

При использовании оптронов типа АОД101А выходной ток усилителя может измениться в пределах  $\pm 0,15$  мА, а напряжение на нагрузке – в пределах  $\pm 0,4$  В.

### 4.3.1. Преобразователи сопротивления в напряжение

Преобразователи сопротивления в напряжение (ПСН) находят применение при построении омметров и измерительных приборов с резистивными первичными преобразователями.

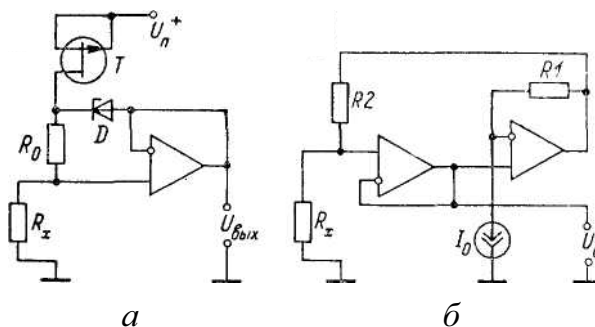


Рис. 4.22. Схемы преобразователей сопротивления в напряжение

В ПСН по схеме рис. 4.22, а стабилизатор тока содержит ОУ, работающий в режиме повторителя напряжения, стабилитрон D, обеспечи-



вающий опорное напряжение  $U_0$ , полевой транзистор Т и резистор  $R_0$ . Напряжение между входами ОУ можно приближенно считать равным нулю, так что напряжения на стабилитроне D и резисторе  $R_0$  одинаковы и противоположно направлены. Это означает, что стабилизируемый ток равен  $U_0/R_0$ .

В ПСН по схеме рис. 4.22, б используется стабилизатор тока  $I_0$ , но через измеряемое сопротивление идет не этот ток, а ток, равный  $I_0 R_1/R_2$ . Соответственно, выходное напряжение ПСН равно:

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_0 R_1}{R_2} R_x.$$

ПСН с трехпроводной линией позволяют уменьшить влияние проводов соединительной линии на выходное напряжение. Примеры подобных устройств приведены на рис. 4.23. Влияние соединительных проводов в этом преобразователе уменьшается за счет того, что один из этих проводов ( $r_1$ ) включен последовательно с  $R_x$ , второй ( $r_2$ ) – последовательно с  $R_0$ , а третий ( $r_3$ ) – последовательно с высоким входным сопротивлением ОУ.

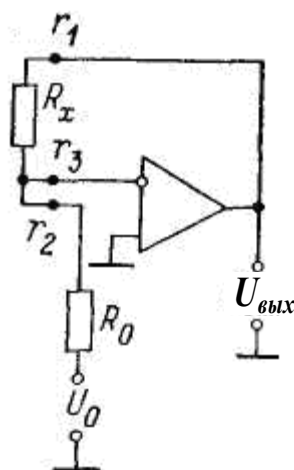


Рис. 4.23. Схемы преобразователей сопротивления в напряжение с трехпроводной соединительной линией

При учете этих сопротивлений и выполнении условий, что сопротивления проводов меньше измеряемого сопротивления выходное напряжение приближенно можно представить:

$$U_{\text{вых}} \approx U_0 \frac{R_x}{R_0}.$$

ПСН с четырехпроводной линией связи обеспечивают более существенное снижение погрешностей, вызванных влиянием сопротивления проводов соединительной линии. Типичные схемы таких ПСН показаны на рис. 4.24.

В преобразователе по схеме рис. 4.24, *а* используется гальванически разделенный источник тока и четырехпроводная соединительная линия. Это дает возможность применить далее простой усилитель с большим входным сопротивлением  $R_{ex}$ . Сопротивления проводов линии включаются последовательно с этим входным сопротивлением, и их влиянием можно пренебречь. Сопротивления же другой пары проводов линии включены последовательно с выходным сопротивлением источника тока, их влияние исключено, гальванически разделенный источник тока в данном случае представляет собой обычный стабилизатор тока, использующий гальванически разделенный источник питания.

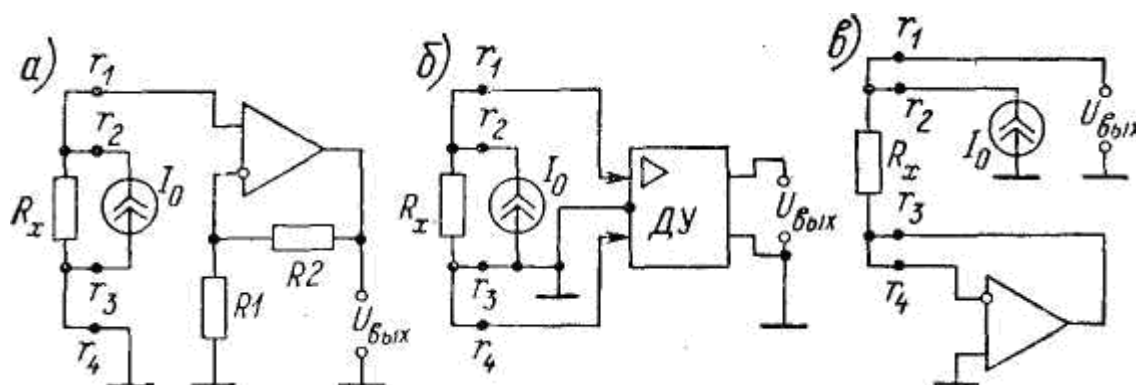


Рис. 4.24. Схемы преобразователей сопротивления в напряжение с четырехпроводной соединительной линией

Требование гальванического разделения источника тока снимается, если применить дифференциальный усилитель (ДУ) с большими входными сопротивлениями (рис. 4.24, *б*). С помощью этого усилителя формируется выходной сигнал, пропорциональный падению напряжения на  $R_x$  и не зависящий от падений напряжения на проводах  $r_2$  и  $r_3$ .

Удобна в применении схема (рис. 4.24, *в*). Повторитель напряжения, выполненный на операционном усилителе, поддерживает равное нулю напряжение на низкопотенциальном выводе резистора  $R_x$ .

Благодаря этому исключается зависимость выходного напряжения ПСН от падения напряжения на проводе  $r_3$  соединительной линии. Сопротивления другой пары проводов исключает, поскольку они включены последовательно с большими сопротивлениями (выходное сопротивление источника тока и входные сопротивления ОУ и последующего усилителя).

Схемы рис. 4.25 применяются при измерении приращений  $R_x$ , что применяется в процентных омметрах. В основе преобразований приращений сопротивлений используется операционный усилитель с подавлением синфазного сигнала при включении начального сопротивления в

схему преобразователя. На рис. 4.25 приведены наиболее распространенные варианты схем, применяемых в ПСН приращений.

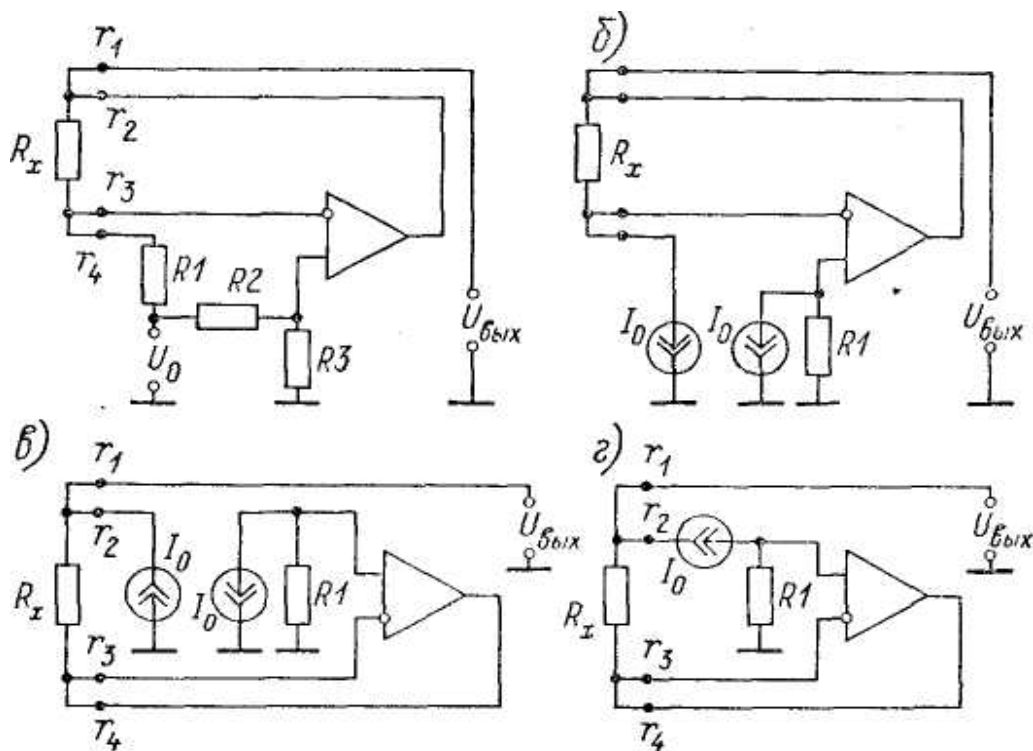


Рис. 4.25. Схемы преобразователей приращения сопротивления в напряжение

В схеме рис. 4.25, а выходное напряжение при  $R_1 = R_2$  и  $R_3 = R_{X0}$

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0}{2} \frac{\Delta R_x}{R_x}.$$

В остальных схемах используются генераторы тока, с помощью этого стабильного тока формируется выходное напряжение, пропорциональное приращению сопротивления, т. е.

$$U_{\text{вых}} = I_0 \Delta R_x.$$

### 4.3.2. Мостовые преобразователи сопротивления в напряжение

Мостовые ПСН используют для работы с резистивными датчиками, в которых измеряемая величина преобразуется в разность двух сопротивлений (полумостовой датчик) или в неравновесие четырехплечего резистивного моста (мостовой датчик). Задачи, решаемые при построении мостовых ПСН, – это уменьшение погрешности от сопротивлений соединительных проводов и снижение требований к усилителям выходных сигналов датчиков.

## ПСН для полумостовых датчиков

Некоторые варианты схем включения полумостовых резистивных датчиков показаны на рис. 4.26. В ПСН по схеме рис. 4.26, а полумост питается от двух симметричных напряжений  $+U_0$  и  $-U_0$ . Для того чтобы исключить погрешность от сопротивлений соединительных проводов, эти напряжения подаются на датчик с помощью повторителей напряжения, выполненных на операционных усилителях А1 и А2.

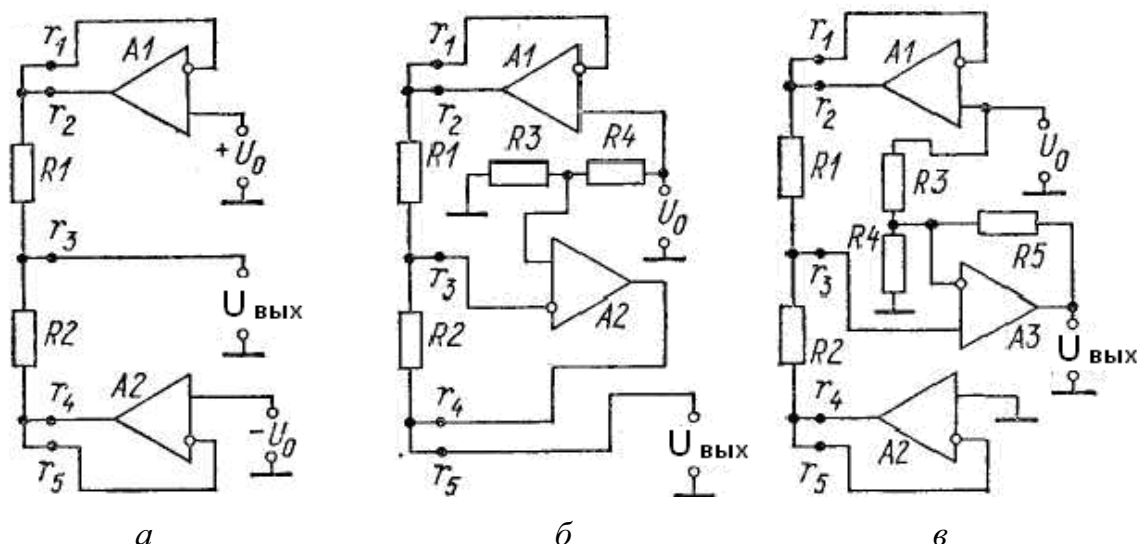


Рис. 4.26. Схемы полумостовых преобразователей сопротивления в напряжение

Для соединения датчика с выходом соответствующего ОУ и его инвертирующим входом используются отдельные провода, так что в итоге соединительная линия содержит пять проводов. Выходное напряжение снимается со средней точки полумоста относительно общего провода и может быть усилено недифференциальным усилителем с высоким входным сопротивлением. Это напряжение определяется соотношением:

$$U_{\text{вых}} = U_0 \frac{R_2 - R_1}{R_2 + R_1}.$$

В данном случае высокие требования предъявляются к симметрии питающих напряжений: неравенство модулей питающих напряжений вызывает изменение выходного напряжения ПСН.

В ПСН по схеме рис. 4.26, б также используется пятипроводная соединительная линия, но здесь на полумост подается лишь одно напряжение  $U_0$ . Операционный усилитель А1 поддерживает напряжение  $U_0$  на верхнем по схеме зажиме полумоста. ОУ А2 подает на нижний зажим полумоста такое напряжение, при котором равны потенциалы на средней точке полумоста и на выходе делителя, составленного из резисторов  $R_3$  и  $R_4$ . В результате через полумост протекает ток

$$I = U_0 \frac{R_4}{R_1(R_3 + R_4)},$$

а выходное напряжение, снимаемое с нижнего зажима

$$U = U_0 \frac{R_1 - R_2}{2R_1}.$$

В ПСН по схеме 4.26, в входят три операционных усилителя, но в данном случае обеспечивается не только исключение погрешности от сопротивления проводов соединительной линии, но и усиление выходного напряжения полумоста.

При выполнении соответствующих условий, выходное напряжение можно выразить по вышеприведенной формуле.

ПСН для мостовых датчиков могут быть построены по различным схемам, типичные примеры которых показаны на рис. 4.27.

Первый из этих ПСН (рис. 4.27, а) использует шестипроводную соединительную линию и предполагает применение дифференциального усилителя с большими входными сопротивлениями для усиления выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  полумоста,

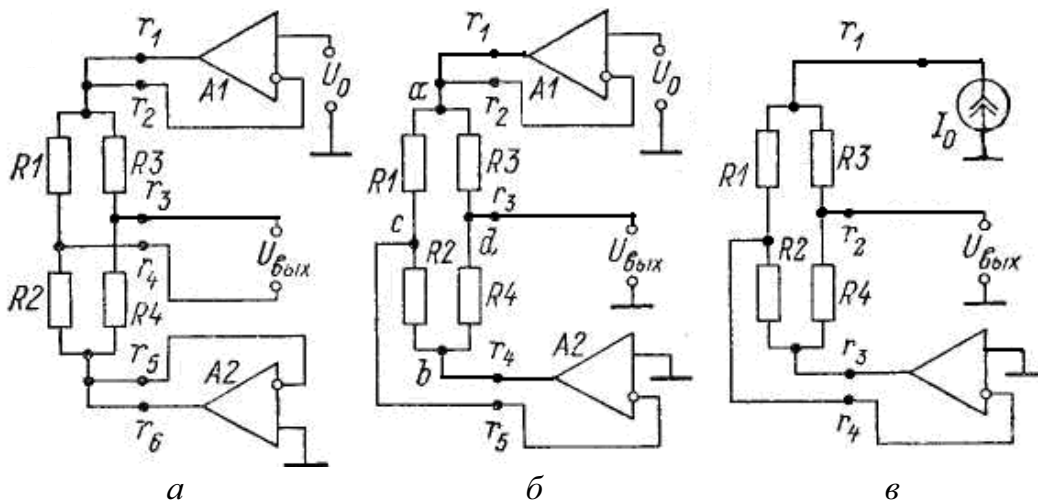


Рис. 4.27. Схемы мостовых преобразователей сопротивления в напряжение

В данном случае справедливо соотношение

$$U_{\text{вых}} = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

Более совершенным является ПСН по схеме рис. 4.27, б. На верхнюю вершину моста (а) подано с помощью А1 напряжение  $U_0$ . На нижней же вершине (б) с помощью А2 поддерживается такое напряжение, при котором обеспечивается равенство нулю потенциала на левой вершине моста (с). А это равенство может быть достигнуто только при условии, что

$U_b = -\frac{U_0 R_2}{R_1}$ . При этом выходное напряжение зависит от равновесия моста:

$$U_{\text{вых}} = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}.$$

Наконец, ПСН по схеме рис. 4.27, *в* обеспечивает исключение погрешности от сопротивления проводов при использовании всего лишь четырехпроводной соединительной линии. Мост здесь питается стабильным током  $I_0$  генератора тока.

Этот ток разделяется на две составляющие по цепям моста и с помощью ОУ напряжение в точке соединения резисторов  $R_1$  и  $R_2$  поддерживается равным нулю, а поэтому выходное напряжение определяется разбалансом моста, т. е.

$$U_{\text{вых}} = I_0 \frac{R_1 R_2 - R_3 R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

#### 4.4. Электронные LC-метры

Способы измерения индуктивности и емкости определяются особенностями измеряемых величин. К ним прежде всего следует отнести тот факт, что измерения проводятся только на переменном токе. Являясь параметрами электрической цепи, емкость и индуктивность в чистом виде на практике не существуют. Катушка индуктивности имеет сопротивление провода и межвитковую емкость, конденсаторы помимо емкости также сопротивление потерь в диэлектрике и сопротивление изоляции между его обкладками.

Качество многих электрических цепей зависит от степени соответствия их параметров требуемым значениям. Поэтому с измерением емкости  $C$ , индуктивности  $L$  и взаимной индуктивности  $M$  приходится встречаться часто. Элементов электрической цепи, которые бы в чистом виде содержали только один из каких-либо перечисленных выше параметров, на практике не существует. Например, любой конденсатор помимо емкости характеризуется также конкретным сопротивлением потерь и сопротивлением изоляции между его обкладками; катушка индуктивности имеет также сопротивление проводника и межвитковую емкость, таким образом, схемы имеют вид, представленных на рис. 4.28.

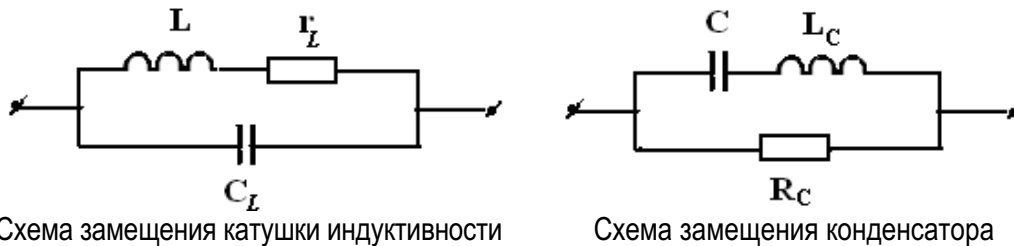


Рис. 4.28. Эквивалентные схемы замещения индуктивности и емкости

На практике, эквивалентные схемы замещения учитывают, как правило, два элемента: для катушки – индуктивность и активное сопротивление, для емкости – емкость и сопротивление потерь в изоляции.

В таком виде эквивалентные схемы замещения правомерны при работе радиоэлементов на частотах меньше резонансной частоты.

Таким образом, эквивалентные схемы можно представить в упрощенном виде, как показано на рис. 4.29.

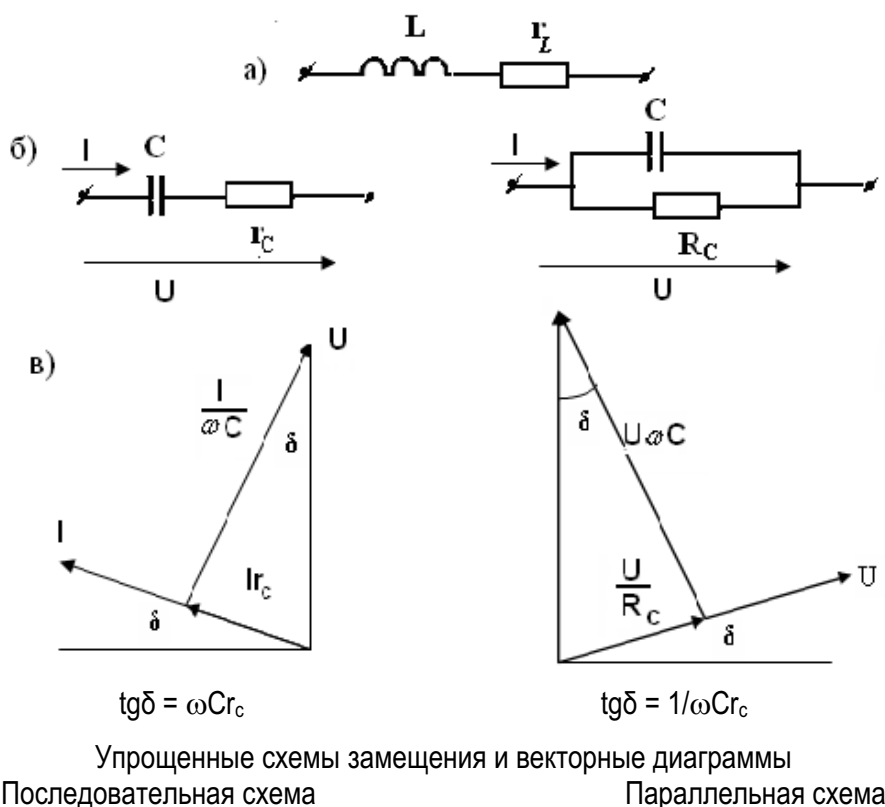


Рис. 4.29. Упрощенные схемы замещения катушки индуктивности (а); конденсатора (б); векторные диаграммы для последовательной и параллельной схем замещения конденсатора (в)

### Q-метр

Куметр – прибор для измерения добротности, относится к универсальным измерительным приборам, предназначенным для измерения характеристик двухполюсников с индуктивным характером сопротивления, а также параметров колебательных контуров: индуктивности, емкости, добротности и др.

Под добротностью катушки индуктивности понимают отношение индуктивного сопротивления катушки к активному:

$$Q_L = \frac{\omega L}{r_L}.$$

Добротность колебательного контура определяют через отношение реактивного (волнового) сопротивления контура к суммарным потерям в контуре:

$$Q_K = \frac{\omega L_K}{r_K} = \frac{1}{\omega C r_K}.$$

Добротность конденсатора:  $Q_C = \frac{1}{\omega C r_C}$ , где  $r_L, r_K, r_C$  – соответственно, потери в катушке индуктивности, потери в колебательном контуре и потери в конденсаторе (по последовательной схеме замещения).

Величина, обратная добротности конденсатора, равна тангенсу угла потерь:  $\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega C r_C}$ .

Добротность и тангенс угла потерь характеризуют потери энергии в реактивном элементе. Потери уменьшают угол между током и напряжением, который в цепи с идеальной реактивностью составляет  $90^\circ$ .

В колебательном контуре участвуют добротности катушки и конденсатора, поэтому добротность колебательного контура можно представить в виде:

$$Q_K = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C}.$$

Обычно  $Q_C \gg Q_L$ , поэтому  $Q_K \approx Q_L$ . Последнее используется при построении куметров.

Методы измерения добротностей имеют ряд разновидностей по способу их реализации и архитектуре структурных схем.

Большинство измерителей добротностей используют резонансные свойства колебательных контуров, образованных образцовым конденсатором и исследуемой катушкой индуктивности. Резонансная кривая колебательного контура характеризует различные количественные параметры контура.

Зависимость напряжения резонансной кривой (рис. 4.30) определяется уравнением

$$U = \frac{U_P}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{\Delta P}\right)^2}},$$

где  $\Delta f, \Delta P, U_P$  – соответственно, изменение частоты контура относительно резонансной  $f_P$ , полоса пропускания и напряжение на контуре при резонансе.



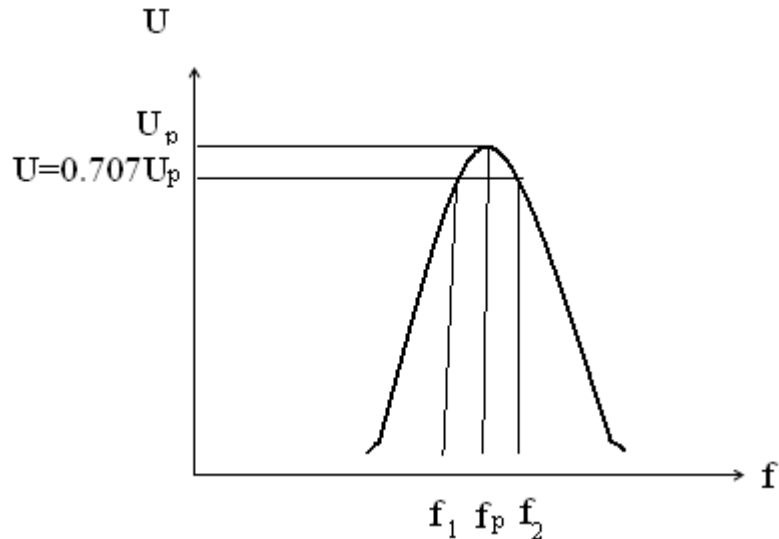


Рис. 4.30. Резонансная кривая для определения добротности

Уравнение резонансной кривой представлено из определения полосы пропускания, т. е. при изменении частоты входного сигнала относительно резонансной на величину, равной полосе пропускания ( $f_2 - f_1 = \Delta P$ ), напряжение уменьшается до уровня  $0,707 U_p$ , т. е. напряжение уменьшается на  $\sqrt{2}$ . При этом мощность в контуре:  $P_p = \frac{U_p^2}{r_k}$  – на резонансной час-

тоте,  $P_{0,5\Pi} = \frac{U_{0,5\Pi}^2}{r_k}$  – на частотах  $f_1$  и  $f_2$ . Отношение мощно-

стей:  $\frac{P_p}{P_{0,5\Pi}} = \frac{1}{2}$ .

Величину  $\Delta f$ , при которой напряжение на контуре падает до  $0,707 U_p$ , связывают с добротностью контура, считая  $2\Delta f = \Delta P = f_p / Q$ . Отсюда возникает метод измерения добротности путем измерения резонансной частоты и полосы пропускания:

$$Q = \frac{f_p}{f_2 - f_1}$$

Метод пригоден при невысоких добротностях, когда две частоты различимы приборами, измеряющих частоты внутри полосы пропускания.

В распространенных приборах для измерения добротности колебательных контуров, катушек индуктивности и конденсаторов используют отношения напряжений на активных и реактивных элементах при резонансе, согласно формуле добротности.

В резонансных контурах, изображенных на рис. 4.31, представлены различные способы питания резонансного контура: *a* – с последователь-

ным питанием, от генератора ЭДС, *б* – с параллельным питанием, от генератора тока. Соответственно, в первой схеме проявляется резонанс напряжений, во второй – резонанс токов.

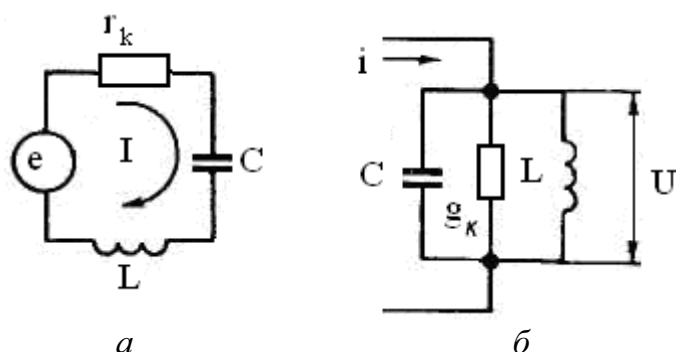


Рис. 4.31. Колебательный контур с последовательным (а) и параллельным (б) питанием

Реакция контура на вводимый сигнал генераторов представляется формулами, связывающие ЭДС генератора и активное сопротивление контура, ток генератора и активную проводимость:

$$I = \frac{e}{r_K} \text{ – ток в контуре с последовательным питанием от генератора ЭДС;}$$

$$U = \frac{i}{g_K} \text{ – напряжение на контуре с параллельным питанием от генератора тока.}$$

Упрощенные схемы куметров изображены на рис. 4.32.

Схемы отражают способы питания резонансного контура. Основной частью схемы куметра является резонансный контур, состоящий из сменной катушки индуктивности *L* и градуированного по емкости конденсатора *C*<sub>обр</sub>.

Напряжение на конденсаторе контура *C*<sub>обр</sub> измеряется электронным вольтметром *V*. Широкодиапазонный генератор ШДГ обеспечивает питание резонансного контура переменным синусоидальным напряжением.

В куметре рис. 4.32, *а* напряжение с ШДГ в контур вводится с помощью малого активного сопротивления связи *r*<sub>св</sub>, обеспечивающего слабую связь контура с источником переменного напряжения. Для этого сопротивление связи выбирается меньше активного сопротивления исследуемого контура (активных потерь в контуре). Его величина составляет 0,01–0,05 Ом. Протекающий ток через сопротивление связи создает падение напряжения «*e*», т. е. вводимое в контур напряжение равно  $e = I_{TA} r_{св}$ , где

ток через сопротивление связи измеряется термоэлектрическим амперметром ТЭА. Шкала амперметра проградуирована в относительных единицах – «Множитель добротности». Максимальные показания амперметра соответствуют умножению результата измерения добротности на единицу. Если ток вдвое меньше, «Множитель добротности» имеет значение, равное 2, следовательно, показания куметра необходимо умножить на 2 и т. д.

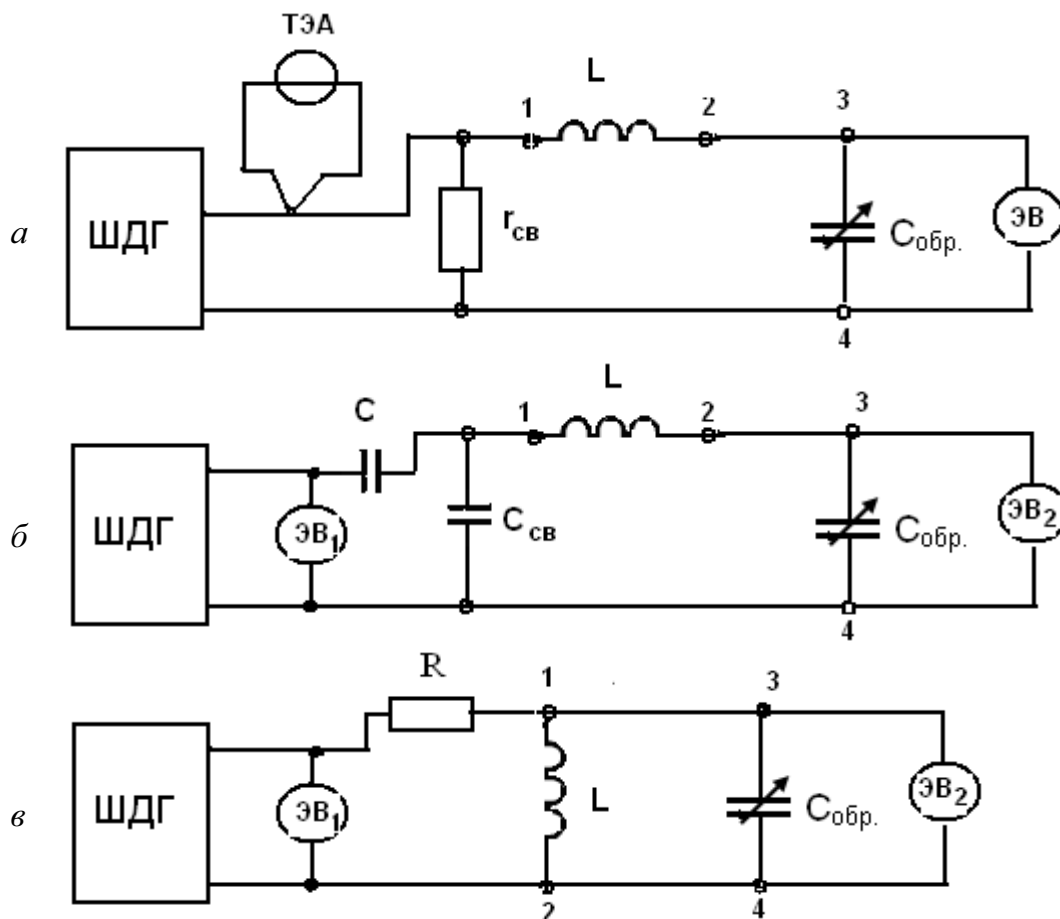


Рис. 4.32. Схемы куметров

Введенное напряжение на резонансном контуре увеличивается в  $Q$  раз. Напряжение на контуре (на образцовом конденсаторе) измеряется электронным вольтметром эффективных значений. Такой вольтметр исключает погрешность от формы сигнала при малых добротностях.

Уравнение шкалы куметра можно получить из системы уравнений:

$$\begin{cases} \alpha_{ТА} = S_I I; \\ e = I r_{св}; \\ U_V = U_{ОБР} = Q \times e; \\ \alpha_V = S_V U_V. \end{cases}$$

Из системы уравнений находим

$$\alpha_V = S_V r_{св} \frac{\alpha_{TA}}{S_I} Q.$$

Уравнение можно переписать с учетом множителя добротности:

$$\alpha_V = \alpha_Q = M_Q S_Q Q,$$

здесь  $M_Q$  – множитель добротности,  $S_Q$  – чувствительность куметра.

Кроме мультипликативных погрешностей, определяемых из уравнения шкалы, куметры имеют ряд специфических погрешностей.

Методическая погрешность куметра связана с тем, что в формулу для добротности входит сопротивление связи:

$$\text{измеренная величина добротности} - Q_K = \frac{\omega L}{r_K + r_{св}};$$

$$\text{действительная величина добротности} - Q_D = \frac{\omega L}{r_K}.$$

Методическая погрешность приближенно определяется:

$$\gamma_{\text{МЕТ}} \approx \frac{r_{св}}{r_K}.$$

Структурная схема куметра, представленная на рис. 4.32, б имеет другой способ возбуждения последовательного колебательного контура – с помощью емкостного частотно-независимого делителя  $C, C_{св}$ . Так же как в первой схеме необходимо уменьшать методическую погрешность за счет влияния генератора путем выбора  $C_{св} \gg C$ . Отношение  $C/C_{св}$  выбирают порядка 0,01–0,05. Напряжение на входе емкостного делителя контролируется электронным вольтметром ЭВ<sub>1</sub>. Выходное напряжение – напряжение на контуре измеряется ЭВ<sub>2</sub>. Оба вольтметра должны иметь большое входное сопротивление для исключения влияния дополнительных потерь в контуре от вольтметров.

Напряжение возбуждения колебательного контура поддерживаются на постоянном уровне:

$$U_{св} = U \frac{C}{C + C_{св}}.$$

Выходное напряжение на контуре увеличивается в  $Q$  раз.

Но напряжение, измеряемое вторым вольтметром, меньше напряжения на контуре, так как часть напряжения падает на конденсаторе связи:

$$U_{ЭВ2} = U_K \frac{C_{св}}{C_{св} + C_{обр}}, \text{ где } U_K = U_{св} Q,$$

$$\text{таким образом } U_{ЭВ2} = U \frac{C}{C + C_{св}} \frac{C_{св}}{C_{св} + C_{обр}} Q.$$

Если показания первого вольтметра представить в относительных единицах и представить в виде «Множителя добротности», тогда уравнение шкалы куметра можно записать равенством:

$$\alpha_Q = M_Q S_Q Q.$$

Вторая схема куметра предпочтительна при измерениях на высоких частотах. На частотах звукового диапазона и на средних частотах наблюдается зависимость показаний вольтметров от частоты, а также проявляется частотная погрешность емкостного делителя.

Структурная схема, изображенная на рис. 4.32, в, в отличие от предыдущих, представляет куметр с параллельным резонансным контуром. При возбуждении параллельного колебательного контура с помощью генератора переменного тока с малым внутренним сопротивлением для возбуждения колебательного контура необходимо обеспечить постоянство тока через контур. Для этого последовательно с контуром включается большое активное сопротивление  $R$ , величина которого выбирается из условия, что  $R \gg R_p$ , где  $R_p$  – резонансное сопротивление контура, которое зависит от волнового сопротивления и добротности контура, т. е.  $R_p = \rho Q$ . Волновое сопротивление – сопротивление реактивного элемента на резонансной частоте

$$\rho = \omega_p L = 1 / \omega_p C.$$

При выполнении этого условия ток в цепи контура устанавливается по первому вольтметру:  $i = \frac{U_{\text{ЭВ1}}}{R + R_p} \approx \frac{U_{\text{ЭВ1}}}{R}$ . Измеренное вторым вольтметром напряжение  $U_{\text{ЭВ2}} = \frac{U_{\text{ЭВ1}}}{R} \rho Q$  связано с измеряемой добротностью. К недостаткам таких измерителей добротности относится зависимость показаний выходного прибора от частоты.

Серийные куметры с пределами измерения от 1 до 1000 покрывают диапазон частот от 1 кГц до 300 МГц с погрешностью, не превышающей 10 %. Высокочастотные куметры строятся по структурной схеме с емкостным делителем, низкочастотные куметры используют активные сопротивления связи.

Измерение добротности проводят, как правило, в режиме заданной частоты, устанавливаемой на перестраиваемом широкодиапазонном генераторе, настраивая контур в резонанс путем изменения емкости образцового конденсатора.

#### *Измерение добротности контура*

Для этого вместо индуктивной катушки  $L$  к зажимам 1–2 куметра подключают катушку испытуемого контура, емкость образцового конденсатора выводят до нижнего предела и параллельно включают кон-

денсатор испытуемого контура. Изменяя частоту ШДГ, добиваются резонанса (максимальных показаний выходного вольтметра). Устанавливают показания входного вольтметра – «Множитель добротности» на единицу и по шкале второго вольтметра – «Добротность» отсчитывают значение добротности контура.

Измерение емкости и индуктивности основано на формуле Томсона для резонансной частоты LC-контура:

$$f_P = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

При измерении индуктивности к зажимам 1–2 подсоединяется измеряемая индуктивность и регулируя либо частоту, либо емкость образцового конденсатора настраивают контур в резонанс. По значениям емкости и частоты рассчитывают индуктивность по формуле:

$$L_X = \frac{1}{4\pi^2 f_X^2 C_O},$$

здесь частота контура при резонансе.

Добротность катушек измеряют следующим образом. Испытуемую катушку  $L_X$  включают вместо катушки  $L$  куметра и, установив желаемую частоту, настраивают контур в резонанс изменением емкости конденсатора  $C_{обр}$ .

Отсчет по шкале куметра добротности контура дает добротность с учетом добротности образцового конденсатора, т. е.

$$Q = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C}.$$

Так как добротность воздушного конденсатора составляет величину  $10^5$ – $10^6$ , то добротность контура практически определяет добротность катушки.

Измерение добротности конденсатора.

Регулируя емкость контура, добиваются резонанса с образцовыми катушкой и конденсатором при некоторой емкости контура  $C_{обр1}$  и отсчитывают величину добротности  $Q_1$  по вольтметру. Затем к зажимам 3–4 подключают испытуемый конденсатор  $C_X$  и снова настраивают контур в резонанс, уменьшая емкость образцового конденсатора до значения  $C_2$ , и по шкале вольтметра отмечают новое значение добротности контура  $Q_2$ .

Емкости контура при первом и втором резонансах равны при неизменной частоте и индуктивности, следовательно:

$$C_1 = C_X + C_2, \text{ откуда } C_X = C_1 - C_2,$$

т. е. емкость образцового конденсатора  $C_1$  первого контура уменьшается на величину подключенной емкости  $C_X$  второго контура. Такой метод

измерения называется принципом обратного замещения и имеет широкое распространение. Так как измерение осуществляется при постоянной частоте, частота генератора может быть в достаточной мере стабилизирована, что повышает точность измерения. Такой метод применяется для измерения относительно малых емкостей (но выше 1000 пФ), т. е. определяется величиной переменной емкости образцового конденсатора.

При включении  $C_X$  активная проводимость контура куметра возрастает на величину  $g_x$ , поэтому новое значение добротности контура  $Q_2$  можно выразить уравнением

$$Q = \frac{\omega C_1}{g_K + g_x}, \text{ откуда } g_x = \frac{\omega C_1 (Q_1 - Q_2)}{Q_1 Q_2}.$$

Добротность конденсатора и его обратная величина – тангенс угла потерь в конденсаторе определяются по данным измерения емкости по формуле:

$$Q_X = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{(C_1 - C_2) Q_1 Q_2}{C_1 (Q_1 - Q_2)}.$$

Погрешность измерения  $Q_X$  велика для конденсаторов с высокой добротностью, так как разность  $(Q_1 - Q_2)$  в этом случае мала.

Измерение индуктивностей катушек на высоких частотах осложняется наличием собственной емкости, возникающей за счет распределенных междувитковых емкостей. На частотах свыше собственной резонансной частоты катушки эквивалентная схема (рис. 4.33) замещения катушки имеет вид:

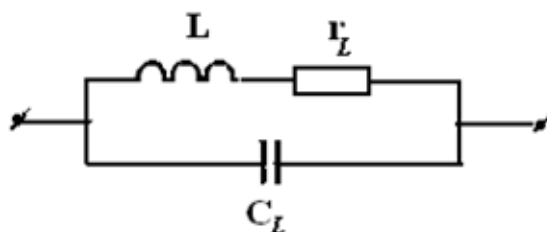


Рис. 4.33. Схема замещения катушки на высоких частотах

При измерении индуктивности требуется учитывать влияние собственной емкости.

Измерение собственной емкости катушки  $C_L$  основано на определении двух резонансных частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$  для контуров, составленных из испытуемой катушки и некоторых известных емкостей  $C_1$  и  $C_2$ . Частоты удовлетворяют условиям:

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L(C_1 + C_L)} \text{ и } \omega_2^2 = \frac{1}{L(C_2 + C_L)},$$

откуда находится емкость катушки

$$C_L = \frac{C_2 - AC_1}{A - 1}.$$

Соотношение частот  $A$  выбирают удобным для вычислений, обычно 2–3.

Погрешности измерения емкости и индуктивности составляют единицы процентов и определяются погрешностями установки частоты и емкостей образцового конденсатора, а погрешность измерения индуктивности к тому же – погрешностями косвенного измерения.

### Генераторные измерители емкостей и индуктивностей

В генераторных измерителях емкостей и индуктивностей применяется LC-генераторы с самовозбуждением от реактивных элементов резонансного контура. Для повышения разрешающей способности и точности измерений применяются два генератора, разность частот генерируемых сигналов которых доводятся до нулевых биений.

Схема измерителей индуктивности и емкостей с использованием генераторов с самовозбуждением приведена на рис. 4.34.

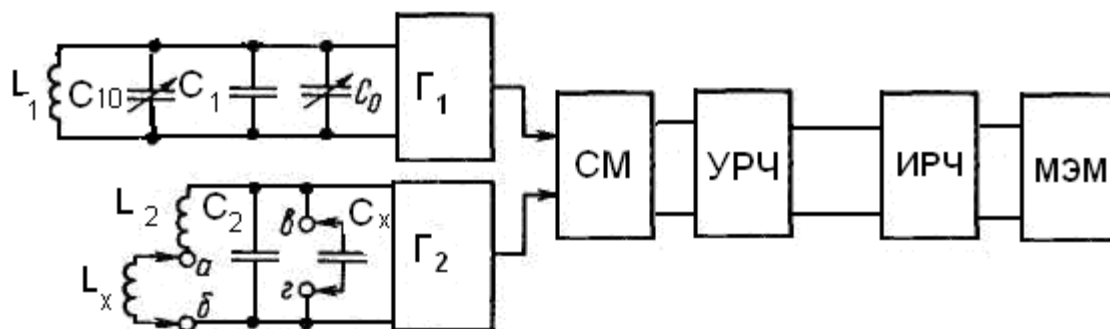


Рис. 4.34. Генераторный измеритель емкостей и индуктивностей

В схеме имеются два высокочастотных генератора  $\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$ , собранных по одинаковой схеме. Один из генераторов считается опорным, другой измерительным. В контур измерительного генератора включаются основные реактивности контура  $L_2$ ,  $C_2$  и измеряемая емкость или индуктивность, контур опорного генератора образован постоянными индуктивностью  $L_1$ , емкостью  $C_1$  и переменной емкостью  $C_0$ . Измеряемая индуктивность включается последовательно с основной индуктивностью, измеряемая емкость  $C_x$  подключается параллельно контуру.

Колебания высокой частоты обоих генераторов подаются на смеситель СМ. Колебания разностной частоты с выхода смесителя усиливаются усилителем низкой (разностной) частоты УРЧ и подаются на измеритель разностной частоты ИРЧ с магнитоэлектрическим вольтметром на выходе.



### *Измерение индуктивности*

Перед измерением производится установка нуля на выходе частотомера. Для этого измерительные зажимы  $a$  и  $b$  колебательного контура генератора Г2 замыкаются накоротко и изменением емкости конденсатора  $C_{10}$  частоту генератора Г1 настраивают на частоту измерительного генератора.

При этом выполняется равенство

$$C_2 L_2 = C_1 L_1.$$

При подключении индуктивности  $L_X$  в контур генератора Г<sub>2</sub> последовательно с  $L_2$  к зажимам ( $a - b$ ), и вновь добиваются равенства частот обоих генераторов, изменяя емкость конденсатора  $C_0$  до значения  $C_{01}$ .

В этом случае выполняется равенство

$$C_2 (L_X + L_2) = (C_1 + C_{01}) L_1;$$

$$C_2 L_X = L_1 C_{01}.$$

Отсюда

$$L_X = \frac{L_1}{C_2} C_{01}.$$

По этому уравнению величина емкости  $C_0$  пропорциональна измеряемой индуктивности. Шкала конденсатора градуируется в единицах индуктивности.

Процедура измерения емкости аналогична измерению индуктивности. При подключении измеряемой емкости к зажимам ( $b - z$ ) частоты генераторов выравниваем изменением емкости конденсатора  $C_0$ .

Из равенств:

$$(C_2 + C_X) L_2 = (C_1 + C_{02}) L_1,$$

$$C_X L_2 = C_{02} L_1.$$

Находим неизвестную емкость  $C_X = \frac{L_1}{L_2} C_{02}$ .

Таким образом, шкала одного и того же конденсатора градуируется в единицах измеряемых величин.

К преимуществам метода двух генераторов можно отнести достаточную простоту схемотехнических решений и как следствие этого низкую стоимость измерителей.

Индикация равенства частот генераторов по биениям обеспечивает высокую разрешающую способность метода, что позволяет использовать его для измерения малых изменений параметров компонентов. Погрешность измерения указанным методом составляет 0,5–15 %. Диапа-

зон измерений промышленного измерителя индуктивностей и емкостей Е7 – 5 составляет 0,05 мкГн – 10 мГн и 1–500 пФ с погрешностью 5 %.

Основным недостатком метода является зависимость частоты измерения от номинала измеряемого объекта, т. е. невозможность измерения на какой-либо заранее выбранной фиксированной частоте, а также невозможность измерения потерь в конденсаторах или катушках индуктивности и слабая защищенность от паразитных параметров, присущая двум зажимным измерителям.

Метод используется в измерителях индуктивностей и емкостей высокочастотных Е12-1А, Е7-5А, Е7-9.

### LC-метры на основе переходных процессов в RL-, RC-цепях

Измерительные преобразования осуществляются на основе аperiodического переходного процесса в цепях с измеряемыми емкостями или индуктивностями. Принцип действия измерительных схем основан на измерении среднего значения тока заряда или разряда RC-цепи при измерении емкости конденсаторов, а при измерении индуктивности – среднего значения напряжения заряда или разряда RL-цепи.

Структурная схема измерителей емкостей и индуктивностей на основе переходных процессов в RL-, RC-цепях изображена на рис. 4.35.

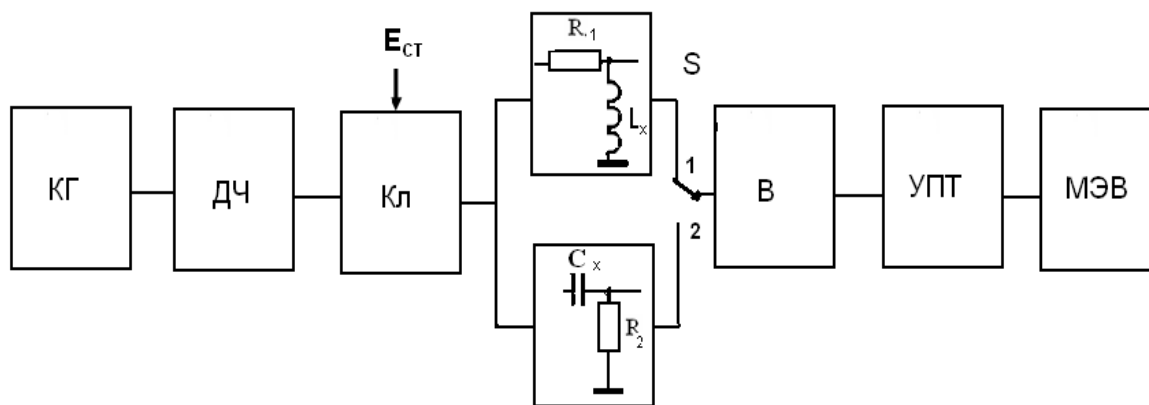


Рис. 4.35. Структурная схема измерителей емкостей и индуктивностей с использованием переходных процессов

Для возбуждения аperiodических процессов в измерительных цепях  $R_1L_x$  и  $C_xR_2$  служит кварцевый генератор КГ, вырабатывающий периодический сигнал прямоугольной формы стабильной частоты. Делителем частоты ДЧ устанавливается необходимый предел измерения, т. е. время усреднения. С помощью ключа Кл и стабилизированного источника постоянного напряжения  $E_{ст}$  формируется напряжение прямоугольной формы строго постоянной амплитуды и стабильной частоты,

которое подается в измерительную цепь  $R_1L_X$  и  $C_XR_2$ . Переключателем  $S$  устанавливается измеряемая величина.

Переменное импульсное напряжение с выхода измерительной схемы преобразуется выпрямителем  $B$  в постоянное напряжение, которое усиливается УПТ и измеряется магнитоэлектрическим вольтметром МЭВ.

Принцип работы одинаков при измерениях как емкостей, так и индуктивностей.

Измерительные схемы в обоих случаях представляют дифференцирующие цепи, присоединенные к источникам напряжений прямоугольной формы.

Основные соотношения при измерении емкости.

$$\text{Ток в емкостной цепи: } i = C_X \frac{dU_C}{dt},$$

$$\text{напряжение } E_{CT} = R_2 i + U_C = R_2 C_X \frac{dU_C}{dt} + U_C,$$

$$\text{решение относительно } U_C = E_{CT} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}),$$

$$\text{и ток в цепи } i = \frac{E_{CT}}{R_2} e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ где постоянная времени измерительной цепи}$$

$$\tau_C = R_2 C_X.$$

Напряжение на выходе измерительной цепи – падение напряжения на  $R_2$  определяется формулой для экспоненты

$$U_{R_2} = E_{CT} e^{-\frac{t}{R_2 C_X}}.$$

Это напряжение имеет две полярности: для заряда и для разряда. Для преобразования его в постоянное можно использовать одно- или двухполупериодное выпрямление.

Постоянная времени цепи выбирается значительно меньше периода прямоугольного напряжения, тогда при однополупериодном выпрямлении постоянное напряжение можно в упрощенном виде записать:

$$U_B = E_{CT} \frac{R_2 C_X}{2T_0} = E_{CT} R_2 f_0 C_X.$$

Уравнение представлено в линейном приближении и, следовательно, выходное напряжение будет отличаться от действительных значений. Погрешность имеет нелинейный характер:

$$\gamma_{НЕЛ} \approx 2e^{-\frac{1}{2R_2 C_X f_0}}.$$

Основные соотношения при измерении индуктивности.

$$U_L = -L_X \frac{di}{dt}, \quad i = \frac{E_{CT}}{R_1} - \frac{E_{CT}}{R_1} e^{-\frac{t}{\tau_L}},$$

где  $\tau_L = \frac{L_X}{R_1}$ , тогда выходное напряжение  $U_{вых} = U_L = E_{CT} e^{-\frac{R_1}{L_X} t}$ .

При постоянной времени меньше периода прямоугольного напряжения постоянное напряжение на выходе выпрямителя можно представить в упрощенном виде аналогично измерению емкости:

$$U_{BL} = E_{CT} \frac{L_X}{2R_1} f_0.$$

Кроме погрешности нелинейности при измерении индуктивности возникает погрешность от влияния собственного сопротивления катушки. К выходному напряжению добавляется постоянная составляющая

$$\Delta U_r = E_{CT} \frac{r}{R_1},$$

где  $r$  – сопротивление катушки постоянному току.

Таким образом, сопротивление в измерительной цепи для индуктивности выбирается из соотношения

$$f_0 C_X \ll R_1 \gg r.$$

Приборы с использованием переходных процессов применяются для измерения емкостей в диапазоне 100 пФ – 1 мкФ, индуктивности – в диапазоне 100 мкГн – 1 Гн с погрешностью (1÷5) %.

#### 4.5. Электронные преобразователи и приборы для измерения мощности (ваттметры) и энергии

В основе работы преобразователей активной мощности лежит реализация математической зависимости среднего значения произведения гармонических тока и напряжений (мгновенной мощности) за период  $T$ . Известно, что мгновенная мощность синусоидального тока

$$p(t) = ui = 0,5U_m I_m \cos \varphi - 0,5U_m I_m \cos(2\omega t - \varphi),$$

при напряжении  $u(t) = U_m \sin \omega t$  и токе  $i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi)$ .

Средняя мощность  $P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = 0,5U_m I_m \cos \varphi = UI \cos \varphi$ , где

произведение  $UI$  – действующее (среднеквадратическое) значение мощности, определяющее энергию, которая выделяется в виде тепла на сопротивлении  $R$ , т. е.  $UI \cos \varphi = I^2 R$ .

Активная мощность, выраженная через действующие значения токов и напряжений, определяет мощность источника постоянного тока.

Существующие измерители мощности делятся на две группы.

1. Ваттметры на основе прямых методов измерения.
2. Ваттметры, использующие косвенные методы, с измерением тока и напряжения.

На постоянном токе и переменном токе измерители мощности используют, как правило, косвенные методы измерения, т. е. измеряются ток и напряжение, их произведение указывается на шкале прибора. В зависимости от способа получения произведения напряжения на ток также могут быть с прямым и косвенным перемножением.

При прямом перемножении напряжение и ток, предварительно преобразованный в напряжение, подаются на вход множительного устройства.

Косвенное перемножение реализуется чаще всего на квадраторах с суммо-разностным способом обработки.

Множительное устройство с прямым перемножением тока и напряжения в упрощенном виде представляется на рис. 4.36.

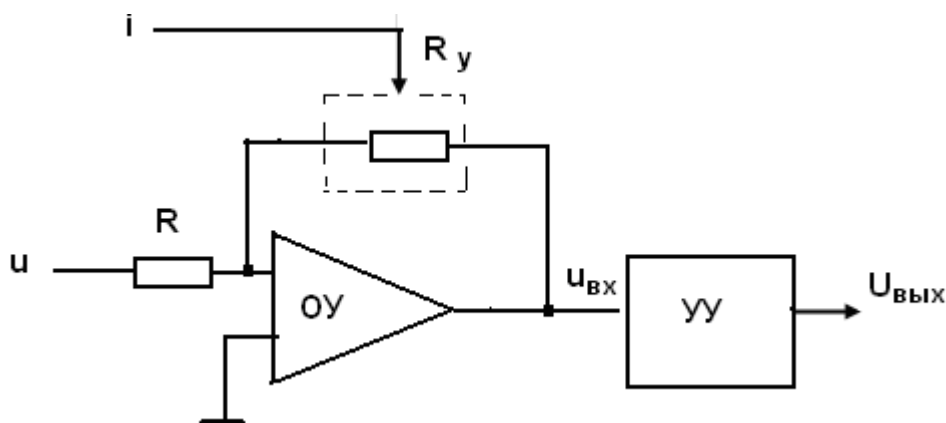


Рис. 4.36. Структурная схема параметрического перемножения

Выходное напряжение операционного усилителя усредняется УУ – интегрирующим устройством, в частности, это может быть фильтр или магнитоэлектрический вольтметр.

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{\tau} \int_0^T u \frac{ki}{R} dt = C_P P_{CP},$$

где  $ki = R_y$ , сопротивление обратной связи, управляемое переменным током. Линейную зависимость сопротивления от тока или напряжения обеспечивает полевой транзистор.

Косвенное перемножение тока и напряжения применяется в ваттметрах с квадраторами. На рис. 4.37 представлена структурная схема ваттметра с возведением в квадрат суммы и разности тока и напряжения в нагрузке.

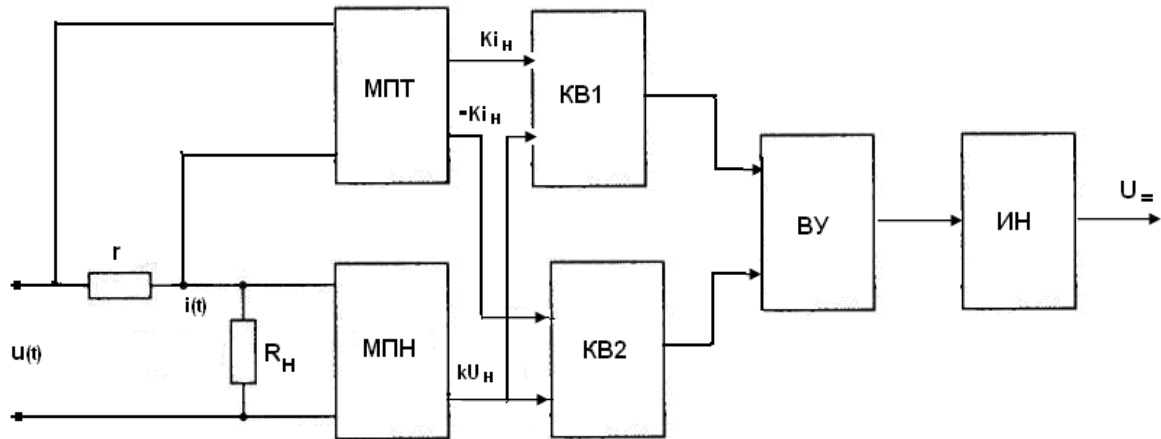


Рис. 4.37. Структурная схема ваттметра на основе квадраторов

Для получения суммы и разности тока и напряжения, ток  $i(t)$  преобразуется в падение напряжения на известном сопротивлении  $r$ . Величина резистора определяется исходя из заданной методической погрешности, определяемой из соотношения  $r / R_H$ . После преобразования тока в напряжение и усиления МПТ (масштабным преобразователем тока) синусоидальный сигнал суммируется с напряжением в нагрузке и подается на квадратор КВ1 в виде суммы. Напряжение в нагрузке подается на квадратор КВ1, также предварительно проходя через масштабный преобразователь напряжения МПН. На второй квадратор КВ2 подается их разность, для чего один из поданных сигналов (ток или напряжение) инвертируется:

$$u_i(t) = i(t)r \cdots u_i(t)k_{МПТ} = u_1(t);$$

$$u_n(t)k_{МПН} = u_2(t).$$

Возведение в квадрат суммы в первом квадраторе, разности во втором квадраторе, их разность на выходе вычитающего устройства ВУ интегрируется и выделяется постоянная составляющая:

$$U_{\Sigma} = 2U_{m1}U_{m2} \cos \varphi = 2I_m U_m r K_{МПТ} K_{МПН} \cos \varphi = C_P P,$$

где  $C_P$  – постоянная ваттметра.

В качестве квадраторов применяются термопреобразователи, как было показано на примере фазочувствительного вольтметра, полупроводниковые диоды, резисторы и транзисторы. Используются квадраторы с аппроксимацией параболы, выполненных на диодах и резисторах.

Основной погрешностью ваттметров с использованием квадраторов является неидеальность квадратичных характеристик и особенно неидентичность квадратичных преобразователей. Эта погрешность может быть уменьшена, если сумму и разность возводить в квадрат при помощи одного и того же квадратичного преобразователя путем их поочередного подключения.

Упрощенная схема ваттметра с использованием одного квадратора приведена на рис. 4.38.

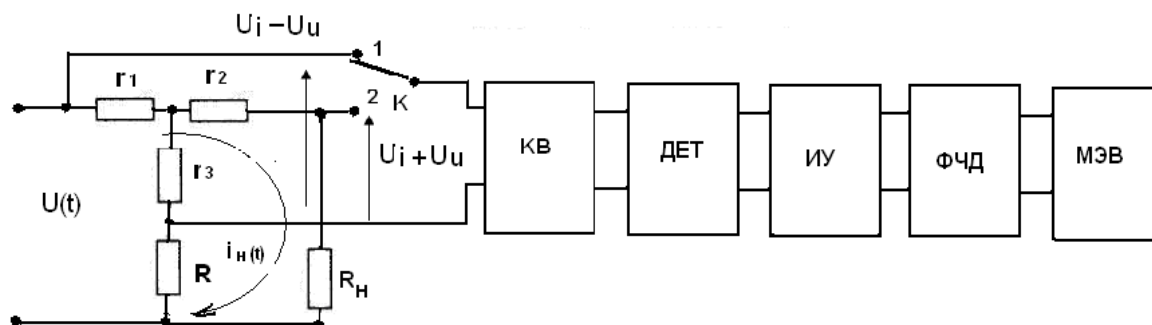


Рис. 4.38. Схема ваттметра с одним квадратором

Протекающий ток нагрузки  $i_n(t)$  создает на резисторах  $r_1 = r_2$  падения напряжения  $U_i$  равной величины, но противоположные по направлению относительно их общей точки. Напряжение нагрузки с помощью резистивного делителя  $r_3 - R$  преобразуется в напряжение  $U_u$ .

Ключ К поочередно с частотой коммутации  $f$  подключает на вход квадратора КВ в положении 1 сумму напряжений  $(U_i + U_u)$ , в положении 2 – разность  $(U_i - U_u)$ . После возведения в квадрат, дететирования и усиления на выходе избирательного усилителя ИУ, настроенного на частоту коммутации, формируется близкое к синусоидальной форме переменное напряжение, равное  $U(t) = 4k_i k_u U_m I_m \sin \omega_k t \cos \varphi$  – переменное напряжение амплитудой, пропорциональной активной мощности и частотой коммутации.

Для преобразования этого напряжения в постоянное желательно применить фазочувствительный детектор ФЧД, напряжение которого измеряет магнитоэлектрический вольтметр.

Ваттметры применяются для измерения мощности с номинальным входным напряжением – 100 мВ и номинальным  $\cos \varphi$ , равным  $10^{-2} - 10^{-4}$  на частотах звукового диапазона.

Скалярное произведение тока и напряжения суммо-разностным методом с использованием квадратора реализуется в ваттметре, структурная схема которого представлена на рис. 4.39. Мостовая схема диодного выпрямителя представляет фазочувствительный детектор (кольцевая схема).

Ваттметр рассчитан на измерение мощностей при напряжениях более 10 В и токи более 1 мА переменных токов звукового диапазона. В схеме применяются точечные диоды, для выравнивания характеристик диодов их шунтируют сопротивлением. Показания ваттметра зависят от напряжения при изменении последнего в широких пределах, но постоянной мощности.

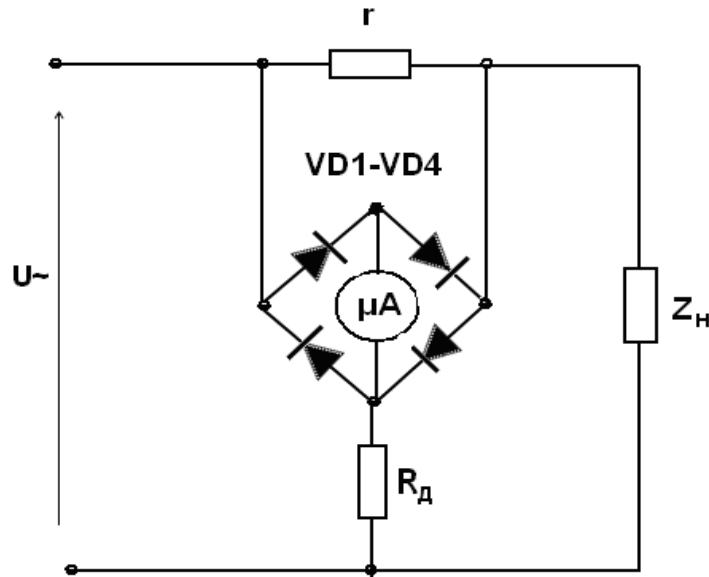


Рис. 4.39. Схема ваттметра на диодах с квадратичной характеристикой

Погрешность измерения при номинальных параметрах тока и напряжения составляет 1–3 %.

### Модуляционные ваттметры

Наиболее точными являются модуляционные множительные устройства, основанные на двойной модуляции импульсных сигналов. Используются различные виды модуляции, среди которых наибольшее распространение получила широтно-импульсная и амплитудно-импульсная модуляция (ШИМ–АИМ).

На рис. 4.40, а показана структурная схема преобразователя с ШИМ–АИМ, а на рис. 4.40, б – временная диаграмма, поясняющая принцип его работы. Генератор ГПИ вырабатывает прямоугольные двухполярные импульсы с постоянными амплитудой  $A$ , периодом  $T_0$  и длительностями положительной ( $t_1$ ) и отрицательной ( $t_1 = t_2$ ) полуволн.

Среднее значение напряжения на выходе генератора равно нулю. В широтном модуляторе ШИМ длительность импульсов под действием тока  $i$  изменяется по зависимости  $(t_1 - t_2) / T_0 = \Delta t / T_0 = k_{ш} \cdot i$ .

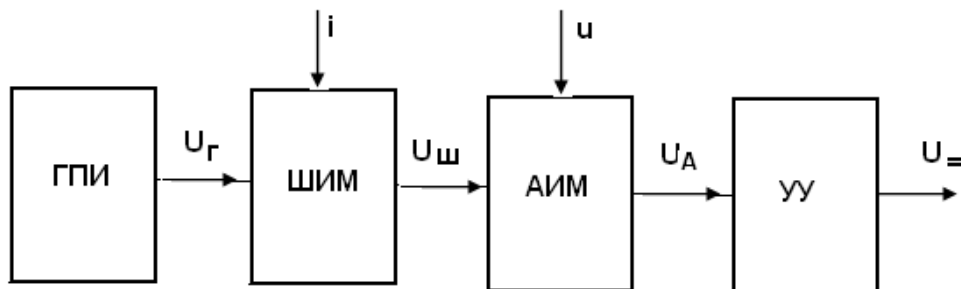


Рис. 4.40а. Структурная схема ваттметра с импульсной модуляцией



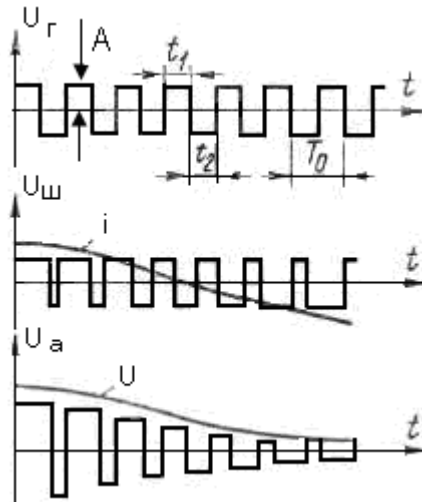


Рис. 4.40б. Временные диаграммы работы ваттметра с импульсной модуляцией

Среднее за период  $T_0$  значение широтно-импульсного сигнала на выходе ШИМ равно

$$u_{ш} = \frac{\Delta t}{T_0} A = k_{ш} A i .$$

В амплитудном модуляторе АИМ амплитуда импульсов  $A$  модулируется пропорционально мгновенному значению переменного напряжения  $u$ :

$$A = k_A u_A ,$$

тогда среднее значение сигнала с учетом амплитудной модуляции на выходе АИМ пропорционально мгновенному значению измеряемой мощности:

$$u_{ш-А} = k_{ш} k_A i u .$$

Напряжение на выходе устройства усреднения

$$U_{=} = \frac{1}{T} \int_0^T k_{ш} k_A i u dt = k_A k_{ш} P ,$$

где время усреднения  $T$  – период изменения тока и напряжения.

Электронные счетчики активной энергии строятся на основе преобразователя мощности с последующим интегрированием его выходной

величины в соответствии с зависимостью  $W = \int_{t_1}^{t_2} P dt$ .

Одна из возможных структурных схем такого счетчика показана на рис. 4.40, где ПМН – преобразователь мощности в напряжение, ПНЧ – преобразователь напряжения в частоту; СИ – счетчик импульсов. Как было показано, постоянное напряжение на выходе ПМН пропорцио-

нально активной мощности  $P$ . С помощью ПНЧ напряжение преобразуется в частоту импульсов

$$f = k_{\text{ПНЧ}} U_{\text{в}} = k_{\text{ПНЧ}} P,$$

пропорциональна мощности  $P$ .

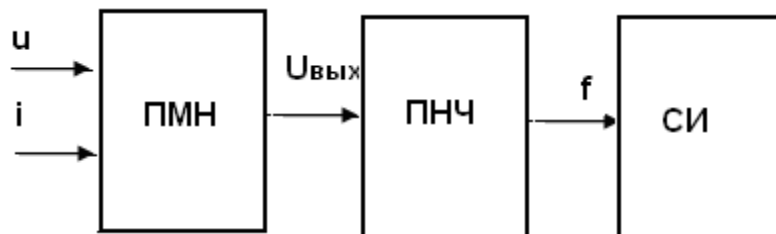


Рис. 4.41. Электронный счетчик электрической энергии

Выходные импульсы ПНЧ подсчитываются (интегрируются) счетчиком импульсов СИ. Следовательно, показания СИ пропорциональны активной энергии  $W$ .

Серийно выпускаемые в настоящее время электронные счетчики активной энергии переменного тока имеют класс точности 0,2–2,5.

Так счетчик САЗУ-И670Д, рассчитанный на номинальные токи 5 и 10 А и напряжения 220 и 380 В, имеет класс точности 2,0.

Промышленностью выпускаются однофазные счетчики ЦЭ6805 класса точности 0,5 и трехфазные счетчики ЦЭ6808 класса точности 0,2. Счетчики имеют как жидкокристаллический индикатор, так и механическое отсчетное устройство. Универсальный счетчик ЦЭ6812 предназначен для измерения активной и реактивной энергии. Многотарифные счетчики ЦЭ2726 (4 тарифа, однофазный, с межповерочным интервалом 16 лет) и ЦЭ2727 (8 тарифов, трехфазный, с межповерочным интервалом 10 лет) имеют класс точности 1,0 и жидкокристаллический индикатор.

#### 4.6. Электронные частотомеры

Варианты аналоговых электронных частотомеров в полной мере реализуют как методы непосредственной оценки, так и методы сравнения.

Мерой частоты является время, поэтому все измерители частоты в основе принципа действия используют времязадающие устройства: апериодические RC-, RL-цепи, колебательные звенья – резонансные контуры LC-, RC-цепи второго порядка, кварцевые резонаторы и т. д.

Наибольшее применение в диапазоне 20 Гц – 1 МГц получили RC-цепи, формирующие постоянную вольт-секундную площадь импульса с частотой повторения импульсов, равной измеряемой частоте. Аналогично строятся частотомеры с формированием импульсов с постоянной ампер-секундной площадью. Формирователи импульсов и частотомеры на их основе получили название конденсаторных частотомеров.

Постоянную вольт-секундную площадь формируют с помощью кварцевого резонатора, вырабатывающего в кварцевом генераторе прямоугольные импульсы со стабилизированной амплитудой.

### Конденсаторные частотомеры

Основой частотомера является конденсаторный формирователь, рис. 4.42. Количество электричества, формируемого конденсаторным формирователем, определяется зарядом  $Q$  конденсатора  $C$ , полученного от источника напряжения  $E$  постоянной и стабильной во времени величины:

$$Q = CE.$$

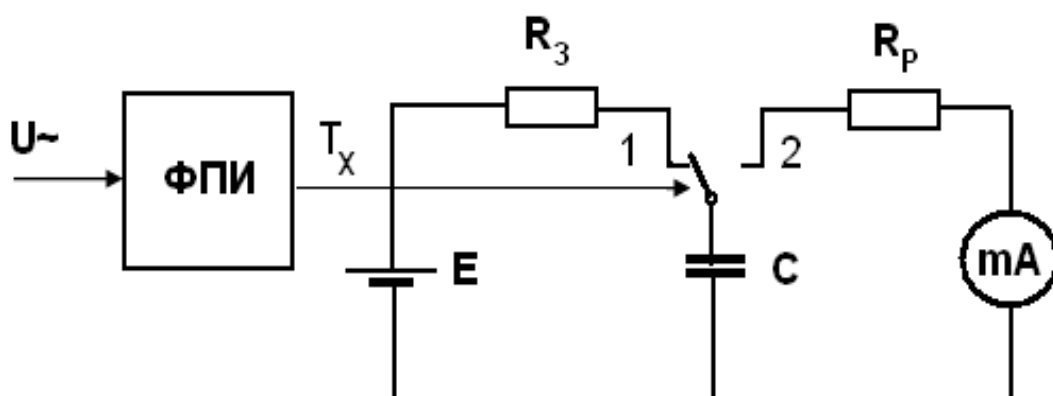


Рис. 4.42. Принцип работы конденсаторного формирователя

Этот заряд, сформированный внутри периода измеряемой частоты, преобразуется в разрядный ток через магнитоэлектрический измерительный механизм. Среднее значение тока через механизм равно

$$I_{CP} = CE/T_x = CEf_x,$$

тогда угол отклонения подвижной части магнитоэлектрического механизма с учетом среднего значения тока

$$\alpha = S_I CEf_x.$$

Структурная схема конденсаторного частотомера приведена на рис. 4.43.

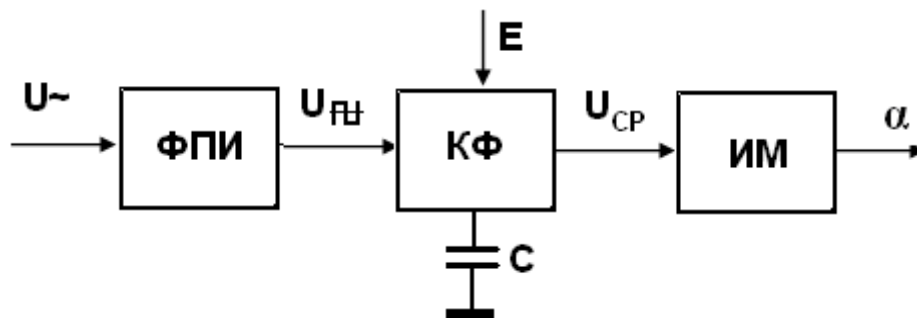


Рис. 4.43. Структурная схема конденсаторного частотомера

Конденсаторный формирователь представляет ключ, управляемый прямоугольным напряжением  $U_{\text{Ф}}$ , сформированным формирователем прямоугольных импульсов ФПИ из синусоидального сигнала. Под действием прямоугольного напряжения КФ производит в один из полупериодов заряд конденсатора  $C$ , в другой – разряд через измерительный механизм. Длительности зарядных и разрядных импульсов определяются постоянной времени соответствующих цепей.

Постоянство напряжений заряда и разряда обеспечивается применением стабилизаторов, обеспечивающих постоянство границ напряжения заряда и разряда конденсатора. Формула идеальной характеристики КФ:

$$f_x = \frac{I}{C(U_{\text{зар}} - U_{\text{разр}})}.$$

Реальная характеристика определяется тем, что  $U_{\text{зар}}$  и  $U_{\text{разр}}$  не постоянные величины:

$$U_{\text{зар}} = E(1 - e^{-m} + e^{-2m} - e^{-3m} \dots);$$

$$U_{\text{разр}} = E \times e^{-m}(1 - e^{-m} + e^{-2m} - e^{-3m} \dots),$$

где  $m = \frac{T_x}{2\tau}$ ;  $T_x / 2$  – время заряда, равное времени разряда определяются полупериодом измеряемой частоты.

Постоянные времени заряда и разряда выбираются равными,  $\tau_{\text{зар}} = \tau_{\text{разр}}$ .

Тогда значение  $f_x$  будет определяться с некоторой погрешностью нелинейности  $\gamma_{\text{нел}}$ :

$$\gamma_{\text{нел}} = \frac{2e^{-m}}{1 + e^{-m}}.$$

Исходя из заданной величины погрешности, выбираются значение  $\tau$ .

Упрощенные схемы формирователя и конденсаторного частотомера на основе транзисторных ключей приведены на рис. 4.44.

Частотомер рассчитан на работу от переменных напряжений синусоидальной формы от 100 мВ по первому входу до 300 В на втором входе. Пределы измерения частотомера задаются емкостью  $C$ . Подключение емкостей различной величины обеспечивает измерения на пределах: 100, 300, 500 и 1000 Гц с погрешностью – 1,0 %; 3, 5, 10, 30, 50 и 100 кГц с погрешностью – 1,5 %; 300, 500 кГц с погрешностью – 2,5 %; 1000 кГц – с погрешностью – 4,0 %. Прибор имеет индивидуальное питание.

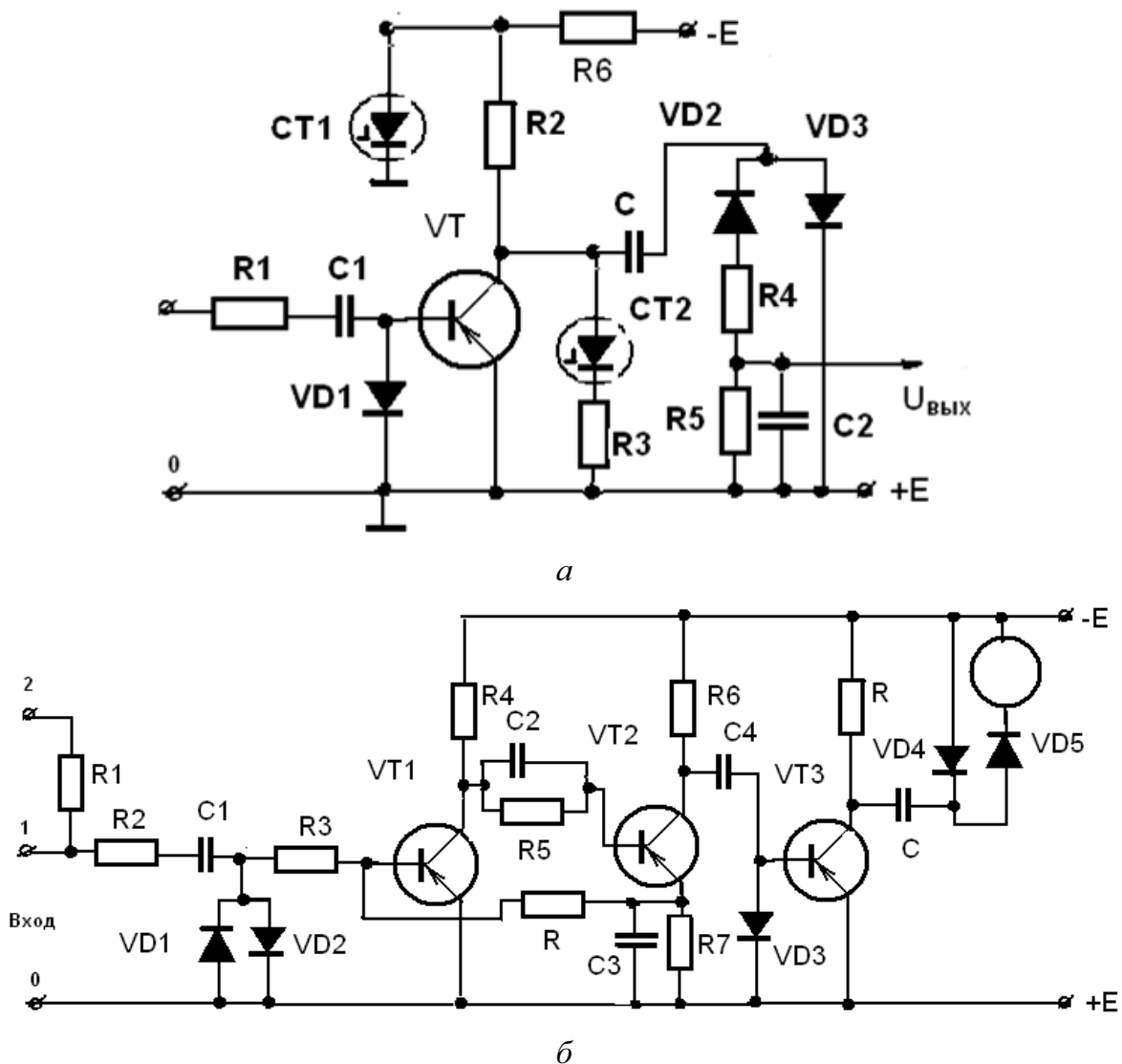


Рис. 4.44. Конденсаторный формирователь – схема (а);  
 конденсаторный частотомер – схема (б)

Формирователь, принципиальная схема которого приведена на рис. 4.44, а имеет стабилизаторы СТ1 и СТ2, устанавливающие уровень напряжения заряда и напряжения разряда конденсатора С. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  измеряется магнитоэлектрическим вольтметром. За счет стабилизации напряжений заряда и разряда в уравнении шкалы частотомера исключается погрешность от непостоянства источника питания формирователя. Основной погрешностью здесь остается погрешность от нелинейности.

Постоянные вольт-секундные площади импульсов в частотомерах могут формироваться с помощью ждущих мультивибраторов и блокинг-

генераторов. Частота повторения этих импульсов задается импульсами ФПИ измеряемой частоты.

Постоянная длительность импульсов задается обычно времязадающей RC-цепью, в частотомерах высокой точности длительность формируется кварцевыми резонаторами. Применение кварцевого генератора приводит к постоянству длительности вольт-секундной площади. Таким образом, осуществляется стабилизация погрешности от нелинейности.

Структурная схема частотомера с использованием кварцевой стабилизации длительности и стабилизацией напряжения импульса вольт-секундной площадью представлена на рис. 4.45.

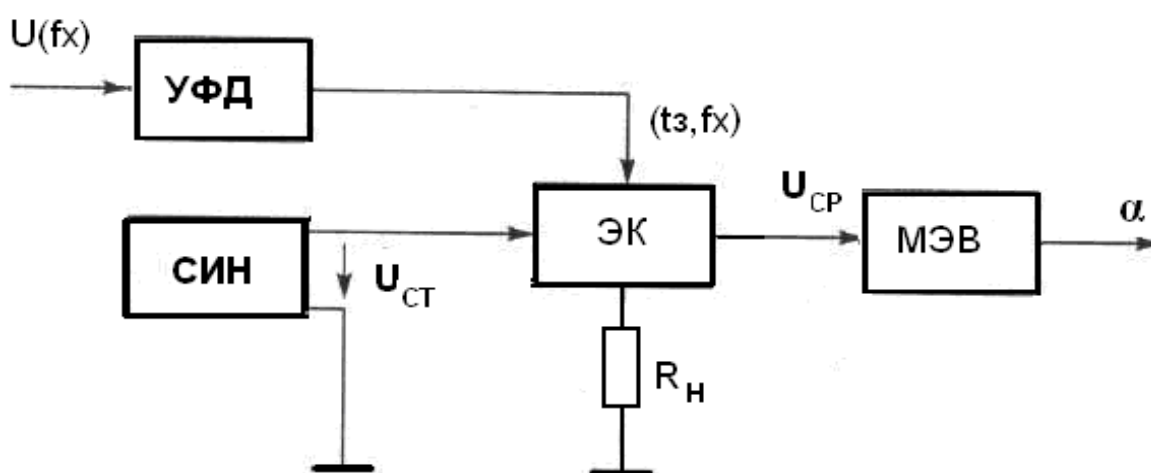


Рис. 4.45. Структурная схема частотомера на основе формирования импульсов с постоянной вольт-секундной площадью

УФД – устройство формирования импульсов постоянной длительности вырабатывает каждый период измеряемой частоты прямоугольные импульсы постоянной длительности, которые открывают электронный ключ. В нагрузке ключа амплитуда импульсов постоянной длительности стабилизируется с помощью источника стабилизированного напряжения СИН. Среднее значение падения напряжения на  $R_H$ , равное

$$U_{CP} = U_{CT} \frac{t_3}{T_X} = U_{CT} t_3 f_X,$$

измеряется магнитоэлектрическим вольтметром. Погрешность приборов в соответствии с уравнением преобразования приборов зависит от двух параметров, входящих в уравнение –  $U_{CT}$  и  $t_3$ . Наиболее точные приборы на низких частотах обеспечивают измерение с погрешность 0,1 %.

## Резонансные частотомеры

В основе принципа работы резонансных частотомеров положено известное уравнение для резонансных контуров:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

связывающая частоту, емкость и индуктивность контура. Измерительными преобразователями могут быть или резонансный контур, или LC-генератор. Соответственно, приборы можно разделить на контурные и генераторные.

### Контурные измерители частоты. Резонансный частотомер

Резонансный метод, составляющий основу частотомеров, состоит в сравнении измеряемой частоты с частотой собственных колебаний колебательного контура или резонатора, которые предварительно градуируются. Для создания многозначной меры частоты при измерении частоты образцовым переменным параметром является емкость, индуктивность остается постоянной. Это обуславливается тем, что изготовлять переменные индуктивности с достаточно высокой стабильностью затруднительно.

Эти простые приборы применяются в частотном диапазоне от сотен килоггерц до сотен гигагерц.

Резонансные частотомеры называют волномерами.

Работа частотомера поясняется схемой резонансного частотомера, представленной на рис. 4.46.

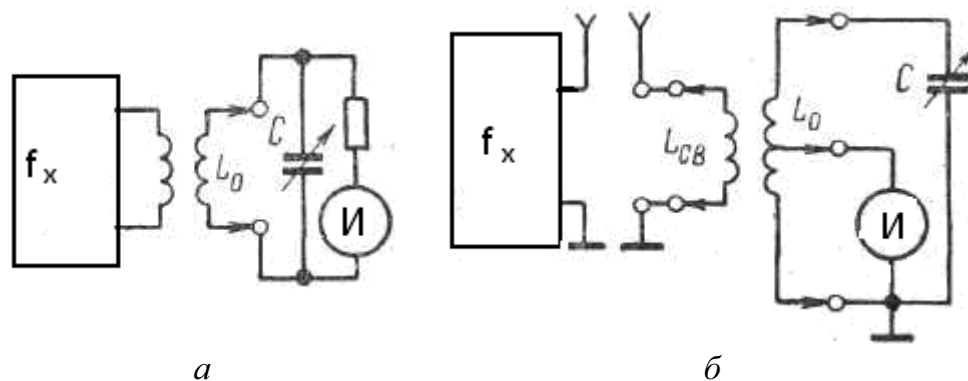


Рис. 4.46. Связь резонансного частотомера с источником измеряемой частоты

Сигнал измеряемой частоты  $f_x$  через элемент связи возбуждает колебательную систему. С помощью переменной емкости изменяется частота собственных колебаний колебательной системы. При равенстве измеряемой и собственной частот возникает резонанс-возрастание интенсивности колебаний в колебательной системе. Момент резонанса фикс-

сируется с помощью индикатора резонанса, который связан с колебательной системой через элемент связи. По шкале отсчетного устройства отсчитывают значение измеряемой частоты.

Основным узлом резонансного частотомера является перестраиваемая по частоте колебательная система. На частотах до сотен мегагерц в качестве колебательной системы применяются резонансные контуры с сосредоточенными постоянными, на более высоких частотах вплоть до 1 ГГц – контуры с распределенными постоянными в виде отрезков коаксиальной или полосковой линии, на еще более высоких частотах применяются объемные резонаторы, на частотах свыше 30 ГГц – открытые резонаторы.

Применяя прямо-частотный переменный конденсатор, можно получить равномерную шкалу, градуированную по частоте.

Связь между испытуемым генератором и контуром резонансного частотомера должна быть слабой, так как в противном случае может изменяться частота испытуемого генератора из-за нагрузки генератора частотомером.

Как известно, в связанных резонансных контурах (контур генератора и контур частотомера) при перестройке контуров существуют два максимума напряжения. Поэтому самовозбуждение возможно на двух частотах, причем в данный момент могут быть колебания только одного вида. В системе с несколькими видами колебаний даже в том случае, если условия самовозбуждения для них выполняются одновременно, будут существовать те колебания, которые возникли раньше, хотя впоследствии и были для них установлены менее благоприятные условия самовозбуждения. Если контур генератора связан с резонансным контуром, условия самовозбуждения выполняются для двух частот, несколько отличных от собственной частоты генератора, и последний будет работать на одной из этих частот. Это явление называется затягиванием частоты автогенератора. Затягивание приводит к возникновению погрешности.

Связь резонансного волномера с источником измеряемой частоты: на рис 4.46, *a* – при помощи катушки контура  $L_0$ ; *b* – при помощи катушки связи.

Величину связи изменяют, приближая или удаляя прибор от испытуемого генератора. В других случаях применяют катушку связи, к которой присоединяют антенну.

В качестве индикатора резонанса используют электронные вольтметры, измеряющие напряжение на контуре генератора. Острота настройки тем выше, чем больше добротность контура, поэтому входное сопротивление индикатора резонанса должно быть как можно выше. Индикаторами резонанса служат вольтметры, обладающие высоким входным сопротивлением.



Погрешности измерения резонансных частотомеров в основном зависят от следующих факторов. Колебания температуры вызывают погрешность за счет изменения индуктивности и емкости контура. С течением времени в результате старения и остаточных деформаций конструктивных элементов погрешность измерения увеличивается. Однако перечисленные погрешности весьма малы. Значительно большая погрешность возникает из-за наличия плоского участка резонансной кривой.

Если напряжение на резонансном контуре представить уравнением

$$U = \frac{U_p}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_p} Q\right)^2}} \approx U_p \left[ 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{2\Delta f}{f_p} Q\right)^2 \right],$$

откуда по относительной погрешности индикатора резонансного напряжения  $\delta = \frac{U_p - U}{U_p}$  выразить погрешность измерения частоты:

$$\frac{\Delta f}{f_p} = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{\delta}{2}}.$$

Из формулы следует, что при погрешности индикатора 1,0 % и при добротности  $Q = 100$ , погрешность измерения частоты составляет 0,7 %.

Резонансные частотомеры применяются обычно для частот выше 100 кГц, так как при более низких частотах сильно возрастает индуктивность и емкость контура, что приводит к увеличению габаритов частотомера. При помощи резонансных частотомеров может быть достигнута погрешность измерения порядка 0,1–0,3 %.

В настоящее время резонансные волномеры сохранили свое значение в диапазоне сантиметровых, миллиметровых и субмиллиметровых волн. В качестве колебательных систем используются короткозамкнутые отрезки линий передачи, объемные и открытые резонаторы

В качестве образцовых средств измерения частоты применяют кварцевые и квантовые меры частоты.

Кварцевые стандарты частот строятся на базе кварцевого опорного генератора, которые имеют частоты выходных сигналов 0,1; 1 и 1,5 МГц. Современные стандарты частоты, благодаря развитию полупроводниковой и пьезоэлементной техники обладают нестабильностью частоты до  $2 \cdot 10^{11}$  за 1 с и  $5 \cdot 10^{11}$  – за сутки.

Квантовые меры частоты лишены этого недостатка. Они обладают рядом метрологических достоинств: их частота определяется атомной постоянной и не зависит от внешних условий и параметров установки, мала ширина спектральной линии, мала погрешность воспроизведения,

они просты, надежны и устойчивы при продолжительной работе. Квантовый стандарт частоты (квантовая мера) представляет собой генератор с кварцевой стабилизацией. Второе поколение КМСЧ: водородный, цезиевый, рубидиевый стандарты частоты (соответственно 41–44, 41–42, 41–43) обеспечивают нестабильность частоты за сутки  $10^{-11}$ – $10^{-13}$ .

### Гетеродинный частотомер

Генераторный метод измерения частоты заключается в ее сравнении с частотой автогенератора, конденсатор контура которого имеет градуировку по частоте на основании зависимости резонансной частоты от  $L, C$ .

Индуктивность контура при этом остается постоянной.

Измеряемая частота сравнивается с частотой градуированного генератора при помощи индикатора равенства частот.

Рассматриваемый метод применяется для измерения высоких частот, начиная от сотен килогерц. Приборы, использующие данный метод, называются гетеродинными частотомерами (волномерами).

На рис. 4.47 дана структурная схема гетеродинного частотомера.

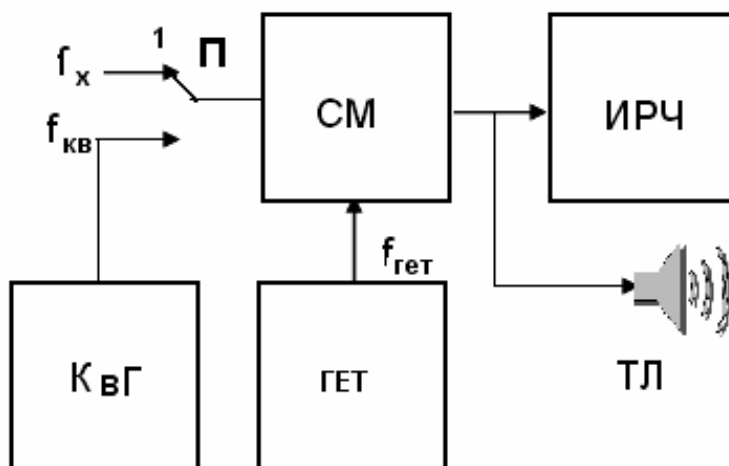


Рис. 4.47. Структурная схема гетеродинного частотомера

Измерение частоты в гетеродинном частотомере основано на сравнении ее с точно известной и высокостабильной частотой гетеродина ГЕТ. На смеситель СМ поступают одновременно напряжения измеряемой частоты  $f_x$  и гетеродина  $f_{гет}$ . Перестраивая частоту гетеродина, на выходе смесителя добиваются низкочастотных колебаний, которые регистрируются индикатором разностной частоты (ИРЧ) или телефонами (ТЛ). Разностная частота устанавливается близкой к нулю, т. е. добиваются нулевых биений. Погрешность установки нулевой частоты составляет несколько герц, а при использовании головных телефонов – не превышает 50 Гц. Измеряемая частота определяется по шкале гетеродина:  $f_x = f_{гет}$ .

Смеситель, как нелинейный элемент, создает комбинационные частоты. Из всего спектра частот ИРЧ выделяет низкочастотные составляющие:

$$\Delta\Phi = mf_x - nf_{\text{ГЕТ}}.$$

Поскольку номера гармоник  $m$  и  $n$  неизвестны, то результаты измерения неоднозначны, поэтому необходимо приближенно знать неизвестную частоту. Для этого в гетеродинные частотомеры включают резонансные волномеры.

При настройке на нулевые биения с целью уменьшения погрешности измерения используют способ «вилки»: разностную частоту устанавливают вначале при подходе слева, затем – справа. По двум результатам определяют среднее арифметическое значение, погрешность. Таким образом, погрешность удается снизить до 10–20 Гц.

Погрешность измерения за счет нестабильности частоты гетеродина уменьшаются с помощью калибровки. Для этой цели частота гетеродина сравнивается с частотой кварцевого генератора. Переключатель П на структурной схеме переключается в положение 2. Изменяя частоту гетеродина находят точку нулевых биений, ближайшей к кварцевой точке. Если в кварцевой точке гармоника или основная частота гетеродина не совпадает с частотой кварцевого генератора, «корректором» (подстроечным конденсатором гетеродина) настраивают на нулевые биения, тем самым шкала гетеродина оказывается скорректированной по кварцевому генератору.

Промышленные приборы: Ч4-1: пределы измерения 125–2000 кГц и 2000–20000 кГц, основная погрешность  $10^{-4}$ , чувствительность 100 мВ; Ч4-5: пределы измерения 2,5...18 ГГц, основная погрешность –  $0,5 \cdot 10^{-6}$ , чувствительность – 100 мкВт; Ч4-25: пределы измерения 37,5...78,3 ГГц, чувствительность – 100 мкВт, основная погрешность –  $10^{-5}$ .

#### 4.7. Электронные фазометры

Понятие «фаза» характеризует гармоническое (синусоидальное) колебание в любой момент времени. Для гармонического колебания  $u(t) = U_{m_t} \sin(\omega t + \varphi)$  момент времени  $t$  характеризует амплитуду  $U_{m_t}$ , круговую частоту  $\omega$  и текущую (мгновенную) фазу, равную  $\varphi(t) = \omega t + \varphi$ , где  $\varphi$  – начальная фаза.

Фазовый сдвиг относится к двум гармоническим сигналам одинаковой частоты:  $\omega t + \varphi_1 - (\omega t + \varphi_2) = \Delta\varphi$ . Сдвиг фаз  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$  не зависит от частоты и времени пока остаются постоянными начальные фазы.

При неодинаковых круговых частотах фазовый сдвиг изменяется в соответствии с выражением:  $(\omega_1 t + \varphi_1) - (\omega_2 t + \varphi_2) = (\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)$ . Здесь фазовый сдвиг изменяется пропорционально разности частот. На прак-

тике приходится измерять фазовые сдвиги колебаний одинаковых частот. Измеряя фазовый сдвиг необходимо поддерживать постоянными амплитуду колебания и частоту. Для стабилизации амплитуды синусоидальные сигналы преобразуются в прямоугольную форму. Для этой формы сигнала понятия «фазовый сдвиг» и «фаза» теряют физический смысл. Фазовый сдвиг представляется в виде временного сдвига двух периодических сигналов. Связь сдвига фаз с временным сдвигом при одинаковых периодах сигналов представляется через утраченную круговую частоту или период повторения:

$$\Delta\varphi = \omega(t_2 - t_1) = \omega\Delta t = \frac{2\pi}{T}\Delta t.$$

Особенности измерения фазового сдвига:

- на измерение фазового сдвига оказывает влияние амплитуда, частота и форма сигнала,
- измеряя фазовый сдвиг амплитуду и частоту необходимо поддерживать постоянными,
- для стабилизации амплитуды сигналов синусоидальный сигнал преобразуется в прямоугольную форму,
- при прямоугольной форме измеряется не фазовый сдвиг, а сдвиг сигналов во времени,
- определяя фазовый сдвиг через временной сдвиг требуется поддерживать постоянным частоту.

### **Измерение фазы по геометрической сумме и разности напряжений**

Фазометры без преобразования синусоид основаны на использовании тригонометрических соотношений между векторами напряжений, сдвиг фаз между которыми требуется измерить. Получение определенных зависимостей от угла возможно только при постоянстве и равенстве обоих напряжений или, по крайней мере, постоянстве одного из них. Это весьма существенный недостаток рассматриваемых устройств измерений фазового сдвига.

Геометрическая сумма и разность двух равных векторов напряжений зависит от угла сдвига между ними, что может быть использовано для построения фазометра.

$$U \sin(\omega t + \varphi) + U \sin \omega t = a \sin(\omega t + \frac{\varphi}{2}),$$

$$U \sin(\omega t + \varphi) - U \sin \omega t = b \cos(\omega t + \frac{\varphi}{2}).$$

Амплитуда суммы двух гармонических колебаний:  $a = 2U \cos \varphi / 2$ .

Амплитуда разности:  $b = 2U \sin \varphi / 2$ .

Амплитуда разности напряжений имеет прямую зависимость от фазового сдвига, амплитуда суммы носит обратный характер. Чувствительности суммы и разности амплитуд к измеряемому сдвигу фаз:

$$S_a = -U \sin \varphi / 2,$$

$$S_b = U \cos \varphi / 2.$$

Из чувствительностей следует: пределы измерения по сумме напряжений – углы сдвига больше 90 градусов. Измерение по амплитуде разности напряжений лучше проводить при малых углах.

Простейшие схемы электронных фазометров без преобразования синусоидальной формы сигналов представлены на рис. 4.48. В схеме рис. 4.48 напряжения  $U_1$  и  $U_2$  предварительно усиливаются ВУ1 и ВУ2. Перед началом суммирования или вычитания напряжения выравниваются при помощи сопротивлений  $R_{уст1}$  и  $R_{уст2}$ .

Суммирование напряжений осуществляется с помощью операционного усилителя  $У_{\sim}$ . При вычитании – одно из напряжений инвертируется.

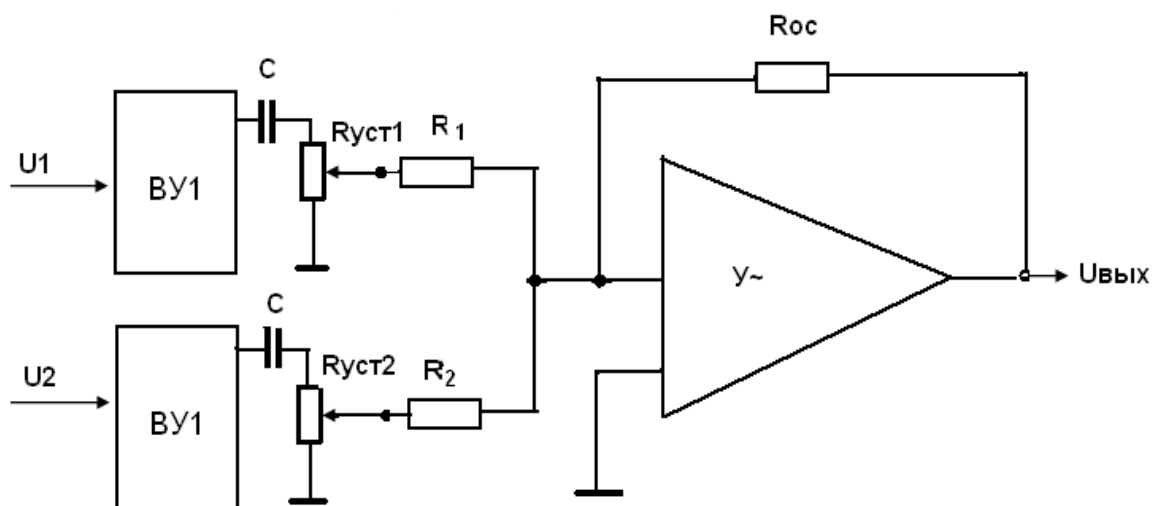


Рис. 4.48. Схема электронного фазометра с суммированием и вычитанием напряжений без преобразования формы

Электронные фазометры с использованием этого способа промышленностью не выпускаются. Погрешность измерения в звуковом диапазоне частот составляет 1,5–3 %.

Простейшим аналоговым устройством для измерения фазового сдвига является фазовый детектор. Классический вариант фазового детектора – детектор по балансной схеме.

На рис. 4.49 представлена схема и векторная диаграмма работы балансного фазового детектора. Схема детектора имеет второе название –

кольцевая схема балансного детектора. Балансный фазовый детектор применяется, в основном, в схемах автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) приемопередающих устройств, реже в электронных фазометрах.

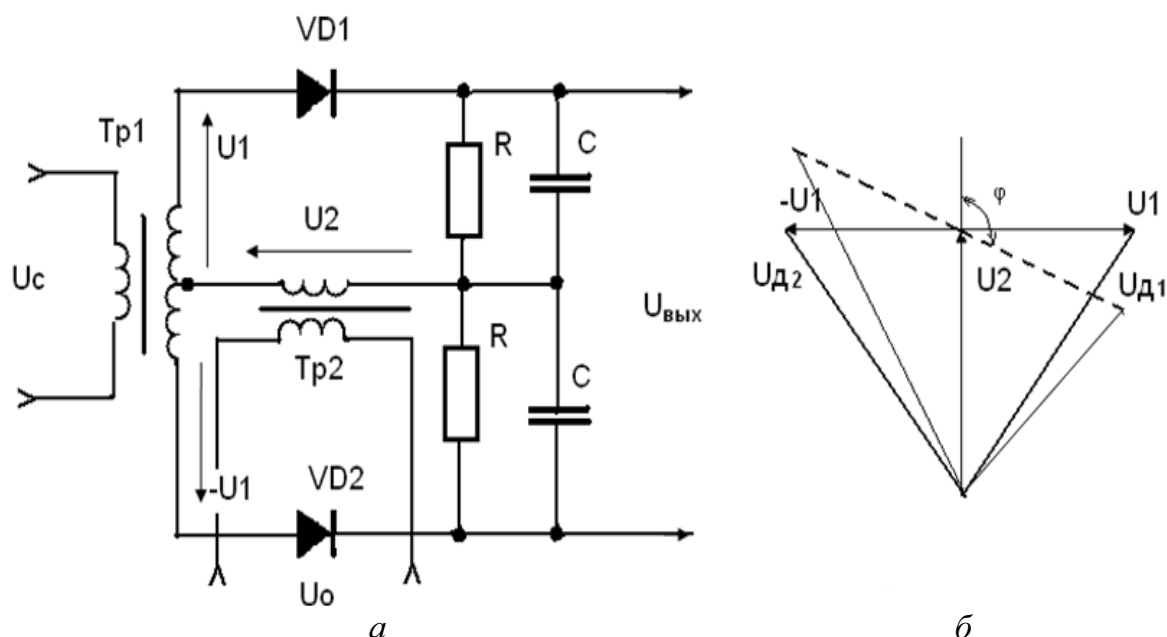


Рис. 4.49. Схема фазового балансного детектора (а); векторная диаграмма (б)

Два напряжения  $U_c$  и  $U_0$  одинаковой частоты с разностью начальных фаз  $\varphi$  подаются на согласующие трансформаторы балансного детектора, выполненного по кольцевой схеме. Выходные напряжения трансформаторов  $U_1$  и  $U_2$  складываются геометрически и подаются на входы детекторов. При отсутствии фазового сдвига  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$  равны, и выходное напряжение  $U_{вых}$  равно 0. Напряжения на входах детекторов VD1 и VD2 представляют геометрические суммы  $U_2$ ,  $U_1$  и  $-U_1$ . Амплитуды результирующих напряжений на входах детекторов:

$$U_{мд1} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2} \cos \varphi},$$

$$U_{мд2} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2U_{m1}U_{m2} \cos \varphi}.$$

Выходное напряжение детектора в первом приближении носит косинусоидальный характер.

Если напряжение  $U_2$  – прямоугольной формы и достаточной амплитуды, при которой диоды в проводящий полупериод полностью открыты, в другой полупериод надежно закрыты, а напряжение  $U_1$  – значительно меньше  $U_2$ , то постоянная составляющая выходного напряжения линейно изменяется от  $U_1$  и косинуса угла сдвига:

$$U_{вых} = K_{ДЕТ} U_1 \cos \varphi.$$

Развитием схемы фазового детектора для измерения сдвига фаз переменных напряжений является схема аналогового фазометра, представленного на рис. 4.50а.

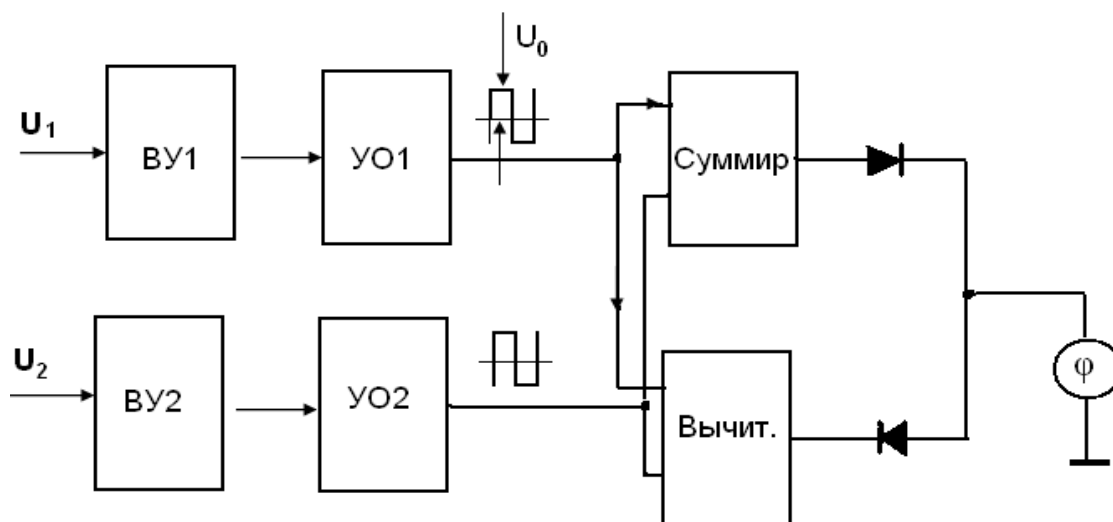


Рис. 4.50а. Схема аналогового фазометра с суммированием и вычитанием напряжений с преобразованием формы

Входные напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , фазовый сдвиг которых необходимо измерить, усиливаются или ослабляются в зависимости от их величины во входных устройствах ВУ1 и ВУ2. После прохождения усилителей-ограничителей сигналы приобретают прямоугольную форму. Их амплитуды становятся равными  $U_0$ . Показания магнитоэлектрического измерительного механизма равняется среднему значению разности токов, вызванных выпрямленными напряжениями на выходах суммирующего и вычитающего устройств.

Временные диаграммы напряжений и токов в схеме фазометра показаны на рис. 4.50б.

Средний ток суммы напряжений:

$$I_{CP}^+ = \frac{1}{T_0} \int_0^{0,5T_0 - T_1} I_0 dt, \quad I_{CP}^- = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_1} I_0 dt.$$

Ток через магнитоэлектрический механизм

$$I_{CP} = I_{CP}^+ - I_{CP}^- = I_0 \left[ \frac{\varphi}{180} - \frac{1}{2} \right],$$

линейно изменяется от фазового сдвига. Однако зависимость имеет неоднозначный характер. Неоднозначность устраняется по знаку тока и напряжения  $I_0$  и  $U_0$ . При положительных импульсах тока и напряжения пределы изменения фазового сдвига (0–180), при несовпадении фронтов пределы измерения – (180–360).

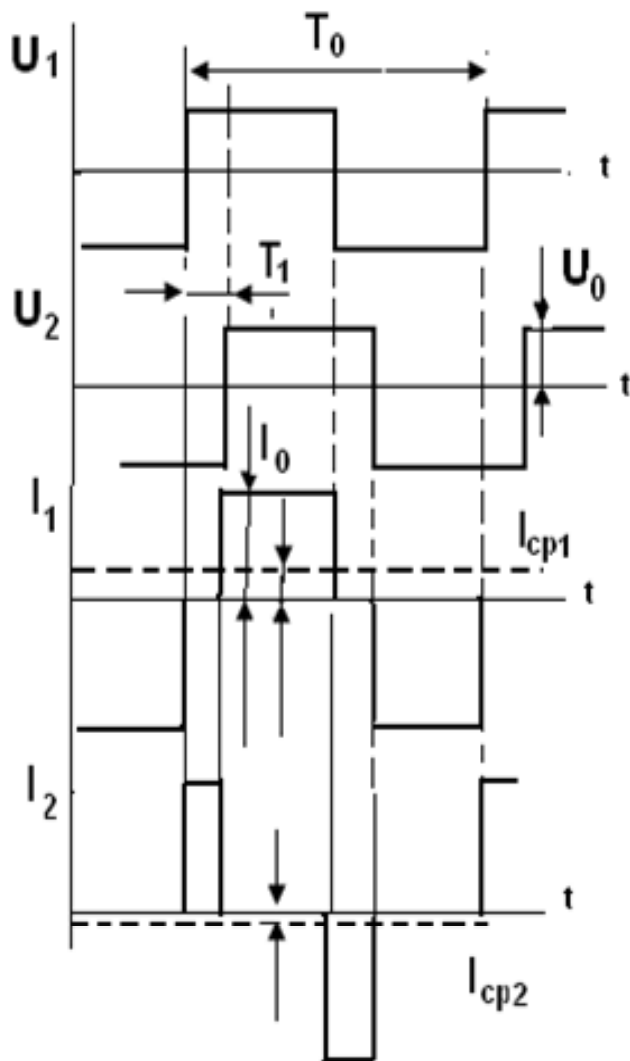


Рис. 4.50б. Временные диаграммы работы фазометра

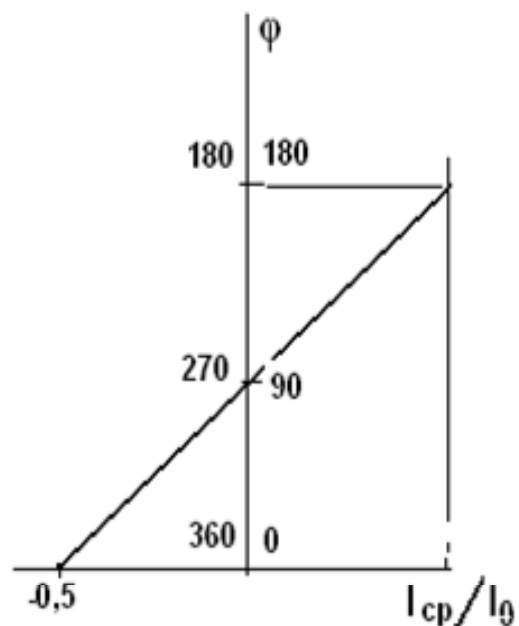


Рис. 4.50в. График зависимости тока от фазового сдвига

Фазометры могут работать теоретически до (1–2) МГц. На средних частотах погрешность приборов 3–5 %.

Более совершенными измерителями фазового сдвига являются фазометры с преобразованием фазового сдвига во временной интервал.

Сущность работы приборов, измеряющих сдвиг фаз между двумя напряжениями, состоит в формировании последовательности коротких импульсов в моменты перехода этих напряжений через нуль. Интервал времени между ближайшими импульсами пропорционален разности фаз.

На рис. 4.51 показаны временные диаграммы формирования интервала.



Импульсы длительностью  $\tau$ , пропорциональной сдвигу фаз, и постоянной амплитуды  $U_0$  формируются одной полярности в каждый момент перехода синусоид через нуль. Постоянная составляющая этого напряжения преобразуется в ток и измеряется магнитоэлектрическим механизмом.

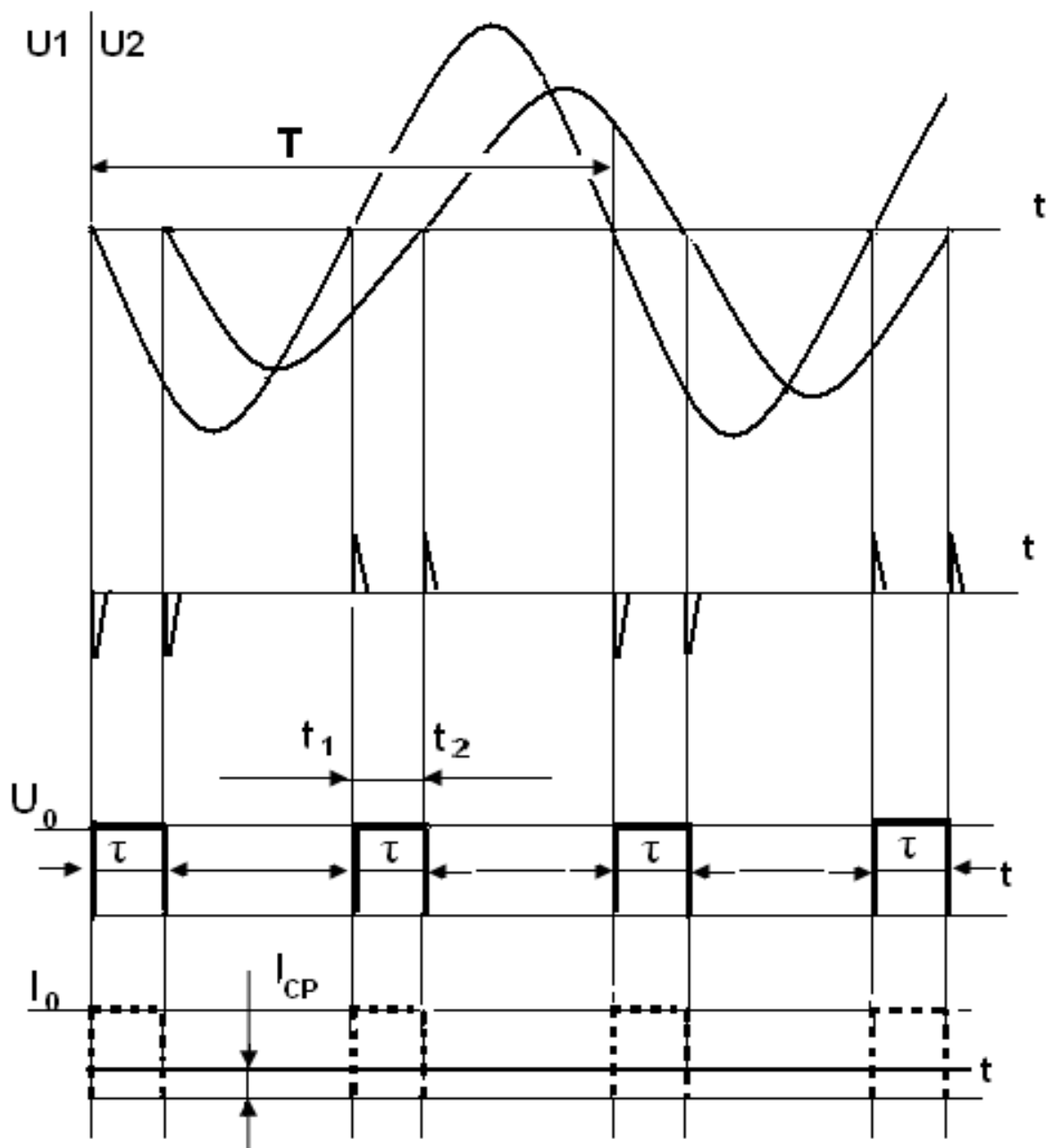


Рис. 4.51. Временные диаграммы формирования интервала

На рис. 4.52 представлена структурная схема электронного фазометра с преобразованием фазового сдвига во временной интервал.

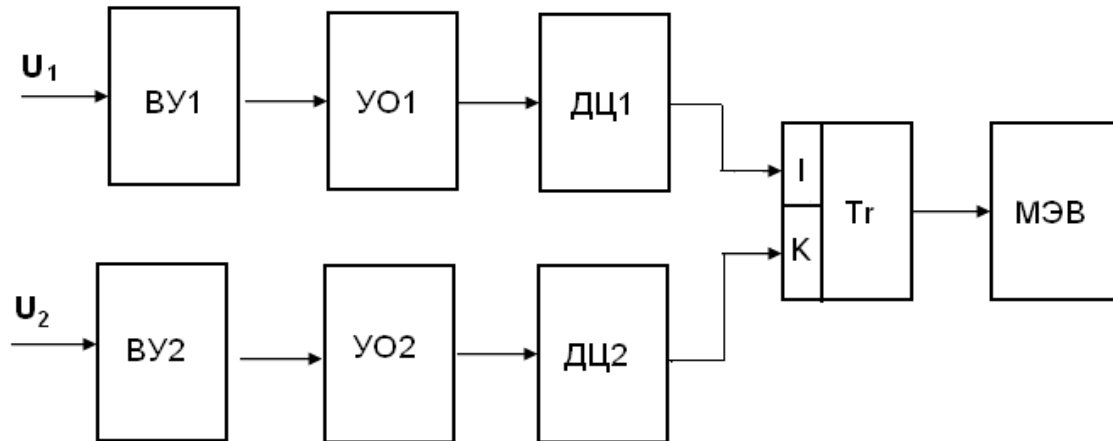


Рис. 4.52. Структурная схема электронного фазометра с преобразованием фазового сдвига во временной интервал

Среднее значение тока в цепи измерительного механизма определяется площадью прямоугольных импульсов с выхода триггера и временем усреднения:

$$I_{CP} = \frac{U_0}{TR_{Ц}} \tau = \frac{U_0 \tau \omega}{T \omega R_{Ц}} = U_0 \frac{\varphi}{2\pi R_{Ц}},$$

где  $R_{Ц}$  – сопротивление в цепи измерительного механизма;  $T$  – период входных напряжений.

Существенной погрешностью преобразования фазового сдвига во временной интервал является асимметрия УО1 и УО2 при ограничении синусоидальных напряжений в каналах, что приводит к изменению длительности  $\tau$  и неопределенности отсчета фазового сдвига при его значениях, близких к нулю. Для исключения погрешности от асимметрии в усилителях – ограничителях в электронных фазометрах с преобразованием фазового сдвига во временной интервал вводится дополнительное устройство для формирования прямоугольных импульсов с длительностью  $\tau$ . Это устройство обеспечивает перекрестный запуск двух спусковых схем (например, двух R-S-триггеров). Суть перекрестного запуска состоит в том, что первый триггер переходит в единицу передним импульсом первого канала и приходит в исходное состояние задним импульсом второго канала. Второй триггер работает аналогично первому, но в противофазе: в единицу переключается задним фронтом первого канала, а в исходное состояние возвращается передним фронтом второго канала.

На рис. 4.53 показаны временные диаграммы работы фазометра с перекрестным запуском.

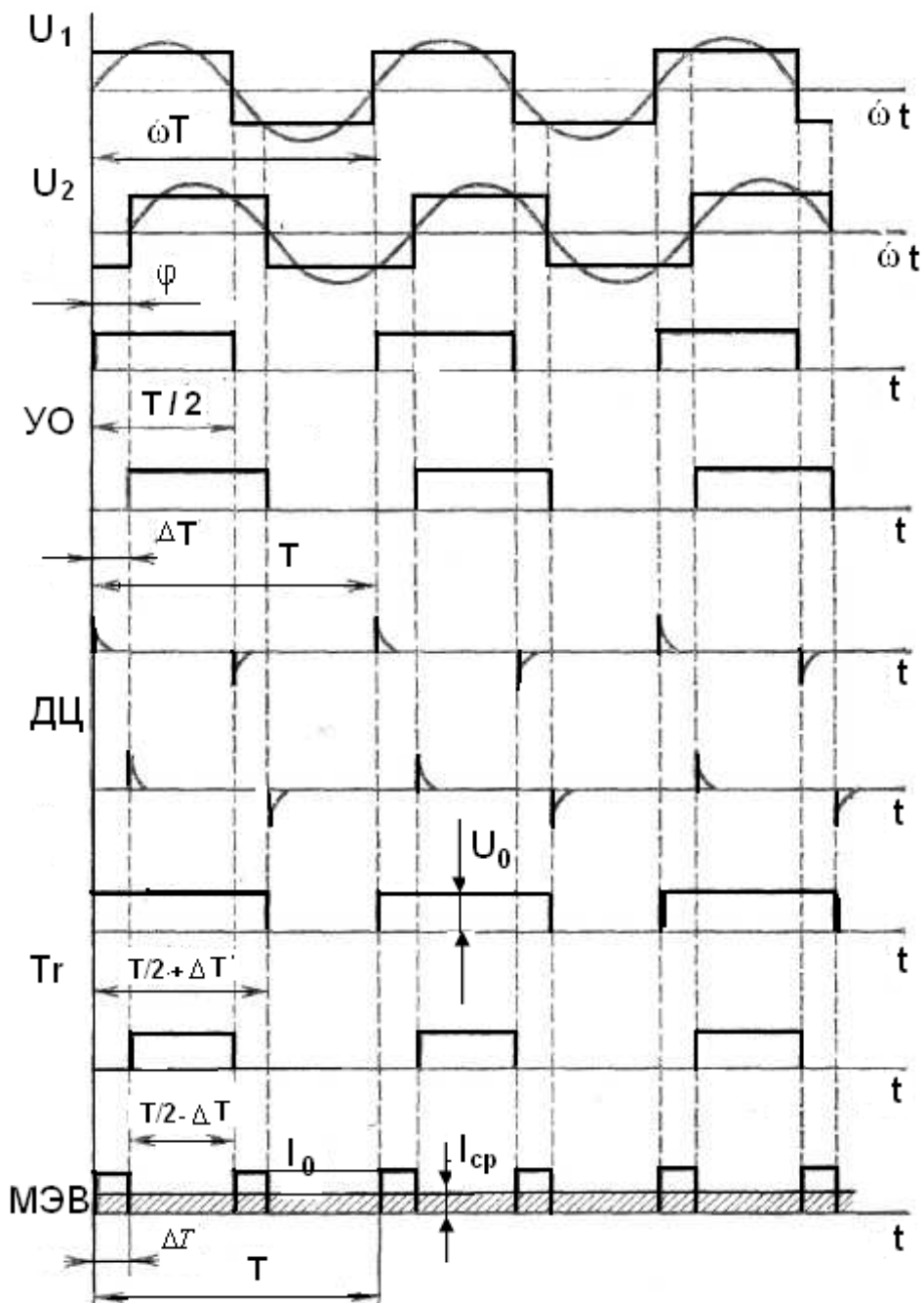


Рис. 4.53. Временные диаграммы работы фазометра с перекрестным запуском

Импульсы для усреднения формируются как разность выходных напряжений двух триггеров. При этом создается два временных интервала: первый – по передним фронтам, второй – по задним. Причем при появлении асимметрии ограничения, если один интервал увеличивается, то другой обязательно должен уменьшиться, т. к. период входных сигналов остается постоянным. Схема электронного фазометра с перекрестным запуском изображена на рис. 4.54.

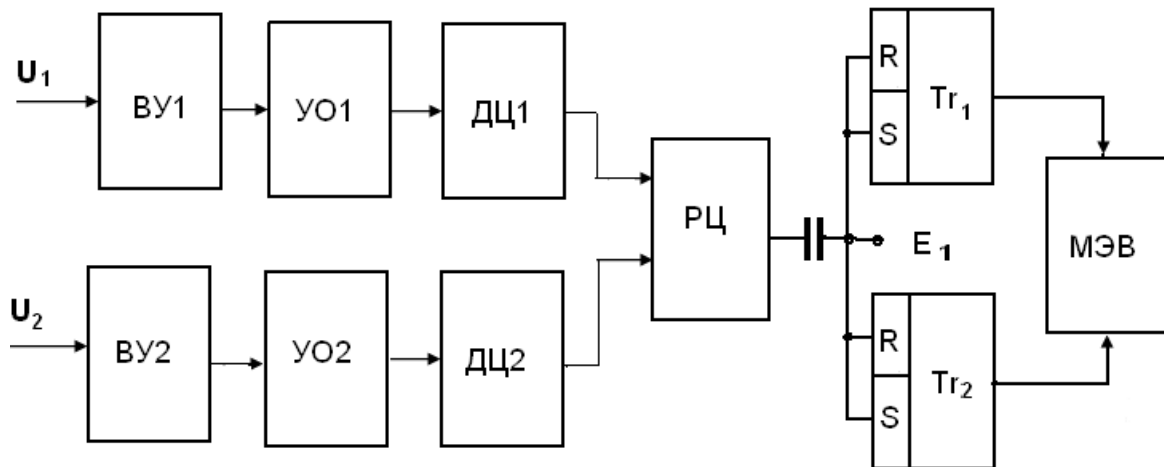


Рис. 4.54. Схема электронного фазометра с перекрестным запуском

В схему введено дополнительное устройство – РЦ (распределительная цепь), с помощью которой выполняется алгоритм перекрестного запуска. RS – триггеры выполняют формирование прямоугольных импульсов, подлежащих усреднению магнитоэлектрическим вольтметром. Для исключения запрещенного состояния на входы триггеров подано напряжение смещения  $E_1$ .

Ток через измерительный механизм определяется по формуле:

$$I_{CP} = I_0 = \frac{U_0 \varphi}{180},$$

где  $U_0$  – уровень логической единицы RS-триггеров.

Шкала прибора линейная, градуируется непосредственно в градусах фазового сдвига, не зависит от частоты. Погрешность прибора на частотах до 500 кГц не превышает 3%. Основная составляющая погрешности определяется затягиванием фронтов формирователей прямоугольных импульсов, подлежащих усреднению.

### Аналоговые фазометры с преобразованием частоты

Рассмотренные электронные фазометры работают на частотах до 500–1000 кГц. Дальнейшее увеличение частоты связано с использованием другой элементной базы и другой технологии изготовления электронных преобразователей. Более простым является преобразование частоты с помощью гетеродина и смесителя. В отличие от частотомеров здесь требуется два смесителя и два избирательных усилителя. Чтобы исключить влияние высших гармоник, резонансных явлений в каналах на показания фазометра промежуточная частота поддерживается постоянной с помощью автоматической подстройки частоты АПЧ.

Требуемую стабильность ПЧ достигается с помощью фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ.

Структурная схема фазометра с преобразованием частоты приведена на рис. 4.55.

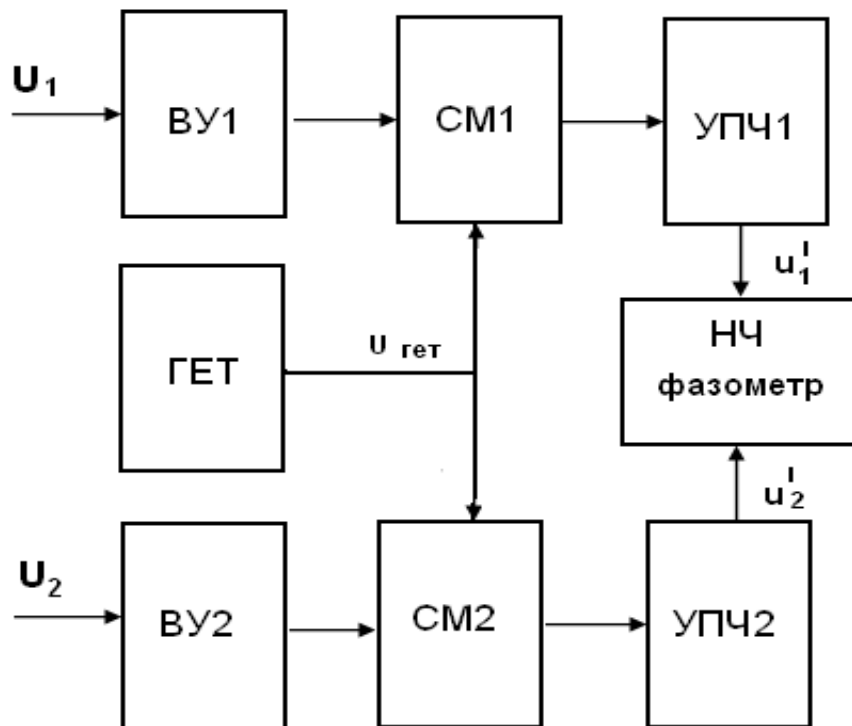


Рис. 4.55. Структурная схема фазометра с преобразованием частоты

На выходе смесителей каждого канала появляются колебания с суммарными, разностными и комбинационными частотами от частоты гетеродина и частоты измеряемых сигналов. Усилители промежуточной частоты выделяют разности основных частот –  $\omega_{ПЧ} = \omega_c - \omega_{ГЕТ}$  амплитудами:

$$u'_1 = kU_{m1}U_{mГЕТ} \cos(\omega_c - \omega_{ГЕТ})t,$$

$$u'_2 = kU_{m2}U_{mГЕТ} \cos[(\omega_c - \omega_{ГЕТ})t - \varphi].$$

Разностная частота устанавливается постоянной в области рабочего диапазона низкочастотного фазометра.

Фазометры с преобразованием частоты работают в диапазоне частот от 20 Гц до 20 ГГц.

Другим типом фазометров с преобразованием частоты являются фазометры с умножением частоты. Умножение частоты применяют при измерении малых фазовых сдвигов. В фазометре используется в каждом канале умножитель частоты. При умножении частоты во столько же раз увеличивается разность фазовых сдвигов преобразованных сигналов.

Дополнительной погрешностью фазометров с умножением частоты является колебания измеряемого фазового сдвига от сторонних шумов. Чем больше коэффициент умножения, тем больше флуктуации фаз сигналов на выходе умножителей.

### Аналоговые компенсационные фазометры

Компенсационные фазометры используют при измерении разности фаз нулевой метод сравнения. В качестве образцовой меры выступают различные измерительные фазовращатели в зависимости от частоты исследуемых сигналов: на низких частотах – RC-фазовращатели; фазовращатели СВЧ с диодными выключателями; фазовращатели с использованием ферритов, с диэлектрической пластиной и т. д.

Структурная схема компенсационного фазометра имеет вид, представленный на рис. 4.56.

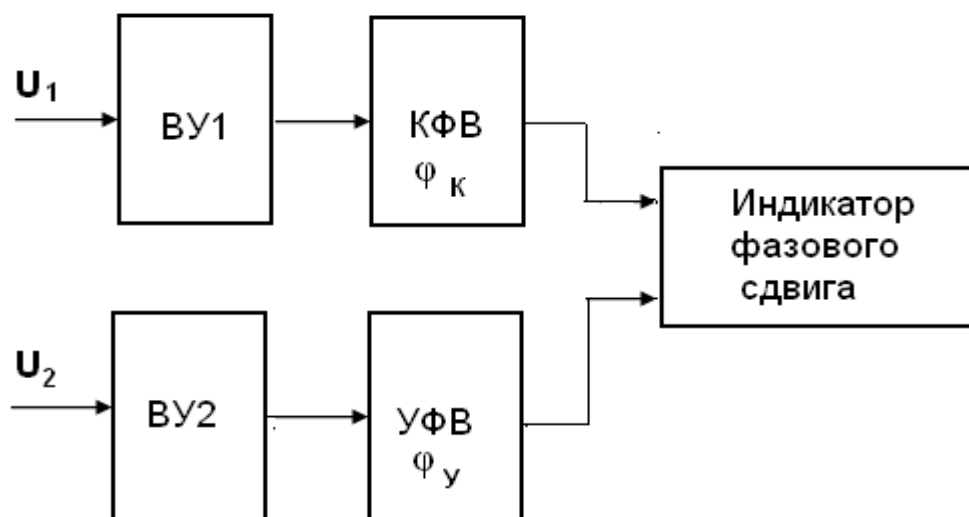


Рис. 4.56. Структурная схема компенсационного фазометра

Сигналы, подлежащие измерению ( $U_1$  и  $U_2$ ), подаются на входные устройства ВУ1 и ВУ2, в которых предварительно усиливаются. В качестве индикатора разности фаз применяют фазовые детекторы, осциллографы или измерительные линии на СВЧ. Индикаторы настраиваются с помощью установочного фазовращателя УФВ на максимальную чувствительность. Для осциллографа этот угол равен нулю, для фазового детектора установочный угол равен 90 градусов, для измерительной линии – 180 градусов. Подавая на оба входа одно и то же напряжение с помощью установочного фазовращателя устанавливают рабочий угол на индикаторе фазового сдвига. Затем подают на входы исследуемое и опорное напряжения и с помощью измерительного фазовращателя регулируют фазу напряжения  $U_1$  до тех пор, пока индикатор не покажет первоначальный установочный угол сдвига фаз.

Калиброванный фазовращатель градуируется в единицах фазового сдвига исследуемых напряжений.

Погрешность компенсационного фазометра определяется погрешностью градуировки фазовращателя и погрешностью от неполной компенсации при уравнивании и составляет доли градуса.

Простейшими фазовращателями на низких и средних частотах являются мостовые схемы с RC-цепями.

### Мостовые схемы фазовращателей

Мостовой RC-фазовращатель (рис. 4.57, а).

Фазовращатели подобного типа могут применяться как на низких, так и на высоких частотах. Пределы изменения фазового сдвига  $0...180^\circ$ . Выходное напряжение не изменяется и остается равным входному напряжению. Принцип действия схемы ясен из векторной диаграммы (рис. 4.57, б). Диаметр окружности  $ab$  изображают входное напряжение  $U_{ex}$ . Это напряжение приложено к двум параллельным одинаковым RC-цепям. Через каждую из них протекают одинаковые токи

$$I_1 = I_2 = \frac{U_{ex}}{\sqrt{R^2 + X^2}}.$$

Выходное напряжение определяется разностью напряжений:

$$U_{вых} = U_R - U_C = U_{ex} \frac{j\omega CR - 1}{j\omega CR + 1}.$$

Фазовый сдвиг между  $U_{ex}$  и  $U_{вых}$  определяется углом между диаметрами  $ab$  и  $вг$ .

Если сопротивление каждого из переменных резисторов  $R$  в RC-цепях имеет одно и то же значение, то фаза выходного напряжения будет изменяться от  $0$  при  $R = 0$  до  $180^\circ$  при  $R \sim \infty$  относительно фазы выходного напряжения.

Напряжение  $U_{вых}$  будет оставаться неизменным и равным напряжению  $U_{ex}$ , если нагрузка, подключаемая к выходным зажимам  $в-г$ , имеет достаточно большое сопротивление. На диаграмме показано изменение разности фаз между входным и выходным напряжениями при изменении  $R$ .

Недостатком схемы является отсутствие общей точки у входной и выходной цепей. Этот недостаток может быть устранен, в частности, если входное напряжение на фазовращатель подать не непосредственно, а через трансформатор.

Другой недостаток состоит в том, что градуировочная характеристика фазовращателя, т. е. зависимость  $\varphi$  от  $R$  и  $C$  является функцией частоты и справедлива на той частоте, на которой она произведена.

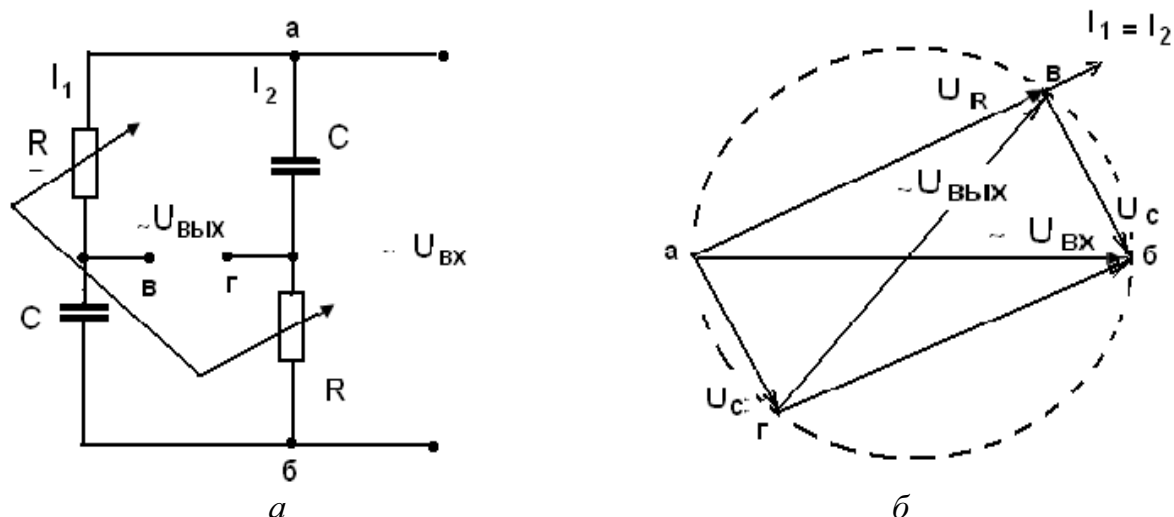


Рис. 4.57. Мостовая схема фазовращателя (а), его векторная диаграмма (б)

Для регулировки фазового сдвига требуется сдвоенный переменный резистор.

Упрощенный вариант мостового фазовращателя, не требующего сдвоенного резистора, представлен на рис. 4.58.

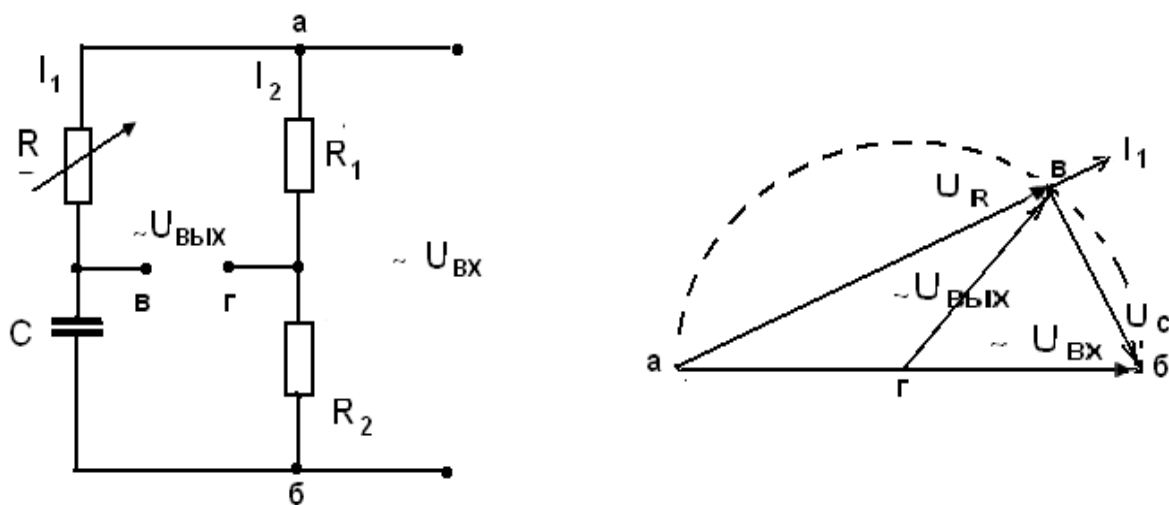


Рис. 4.58. Мостовой фазовращатель с регулировкой одним переменным резистором и векторная диаграмма напряжений его работы

Входное напряжение делится постоянными резисторами  $R_1$   $R_2$  пополам, образуя диагональ окружности, по которой движется точка  $в$  вектора выходного напряжения. Точка  $г$  остается неподвижной. Выходное напряжение остается постоянным при изменении фазового сдвига и составляет половину входного напряжения. По другим параметрам оба фазовращателя одинаковы.



## 4.8. Электронные измерители формы и спектрального состава

К приборам – измерителям формы и спектрального состава относятся, прежде всего, осциллографы, измерители нелинейных искажений, анализаторы гармоник и анализаторы спектрального состава.

### Электронно-лучевые осциллографы

*Общие замечания.* Электронно-лучевые (электронные) осциллографы предназначены для визуального наблюдения, измерения и регистрации электрических сигналов. Возможность наблюдения изменяющихся во времени сигналов делает осциллографы чрезвычайно удобными при определении различных амплитудных и временных параметров наблюдаемых сигналов. Важными достоинствами осциллографов являются широкий частотный диапазон, высокая чувствительность и большое входное сопротивление. Все это обусловило их широкое практическое применение.

В настоящее время выпускается множество осциллографов, различающихся назначением и характеристиками. Осциллографы могут быть предназначены для наблюдения и измерения непрерывных или импульсных процессов; большое распространение получили универсальные осциллографы для периодических и непериодических сигналов непрерывного и импульсного характера в широком (до 100 МГц) диапазоне частот.

Выпускаются также осциллографы специального назначения: многофункциональные со сменными входными блоками, запоминающие для регистрации одиночных импульсов, стробоскопические для исследования высокочастотных процессов и другие. По количеству одновременно исследуемых сигналов осциллографы могут быть одноканальными и многоканальными (в основном двухканальными). В последнее время получили распространение цифровые электронные осциллографы.

Осциллографы могут различаться чувствительностью, полосой пропускания, погрешностью воспроизведения формы кривой и другими характеристиками.

В основе работы любых электронных осциллографов лежит преобразование исследуемых сигналов в видимое изображение, получаемое на экране электронно-лучевой трубки.

*Электронно-лучевые трубки.* Простейшая однолучевая трубка (ЭЛТ) представляет собой стеклянный баллон, из которого откачан воздух и в котором расположены подогреваемый катод К, модулятор (сетка) М, фокусирующий анод А1, ускоряющий анод А2, две пары взаимно перпендикулярных отклоняющих пластин ОПХ и ОПУ (горизонтальные и вертикальные отклоняющие пластины). Внутренняя поверхность дна

баллона (экран) покрыта люминофором, способным светиться под действием бомбардировки электронами. Совокупность электродов К, М, А1, А2 называют электронной пушкой. Конструктивно эти электроды выполнены в виде цилиндров, расположенных по оси трубки. Электронная пушка излучает узкий пучок электронов – электронный луч. Схематично устройство электронно-лучевой трубки можно изучить по структурной схеме рис. 4.59.

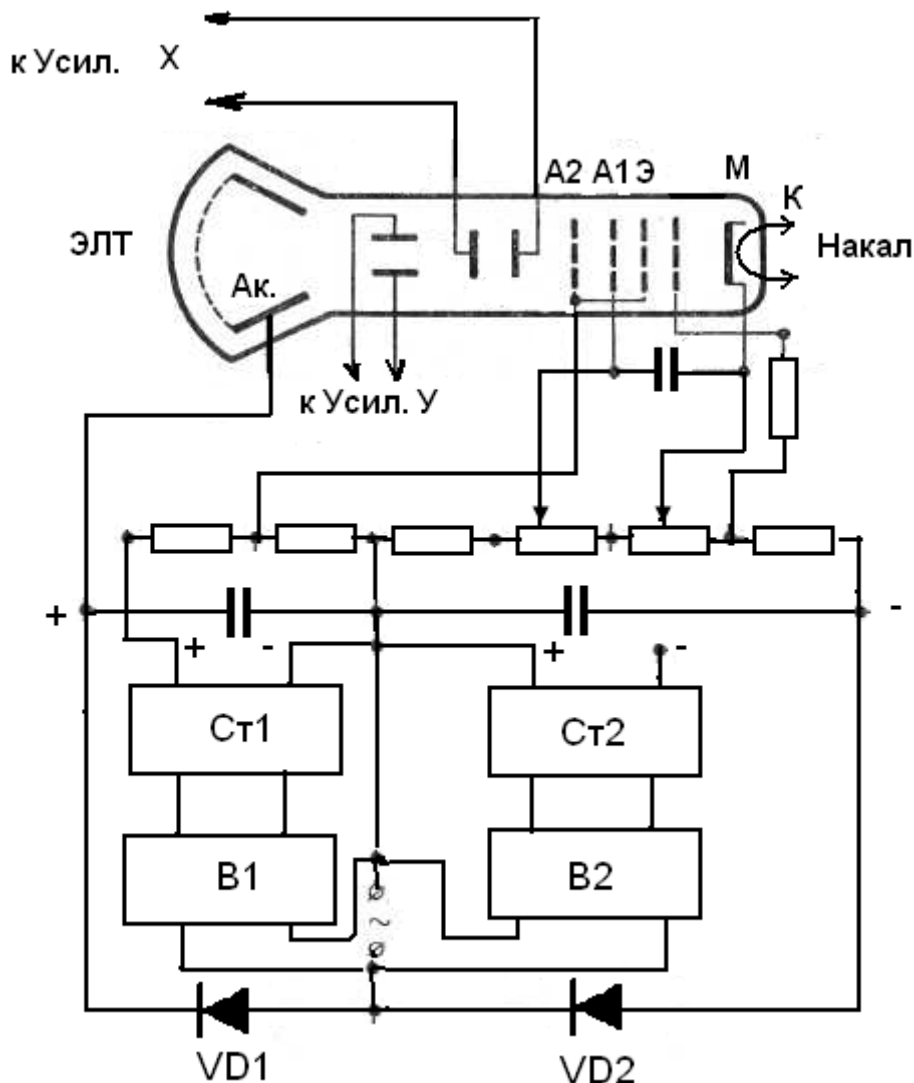


Рис. 4.59. Схема питания ЭЛТ электронного осциллографа

Интенсивность электронного луча регулируют путем изменения отрицательного, относительно катода, напряжения на модуляторе, что приводит к изменению яркости свечения люминофора. Напряжение на первом аноде фокусирует поток электронов в узкий луч, позволяющий получить на экране трубки светящееся пятно малого размера. Для ускорения электронов до скорости, необходимой для свечения люминофора,

на второй анод подается высокое положительное напряжение. Сформированный электронный луч проходит между парами отклоняющихся пластин ОПХ и ОПУ и под действием напряжений, приложенных к этим пластинам, отклоняется, соответственно, по осям координат  $X$  и  $Y$ , вызывая смещение светящегося пятна на экране трубки. На рис. 4.58 показана упрощенная схема питания ЭЛТ. При исследовании быстропротекающих процессов с малой частотой повторения или однократных импульсов электронный луч не успевает возбудить в достаточной мере люминофор, и яркость свечения может оказаться недостаточной. Поэтому в современных электронно-лучевых трубках применяют дополнительное ускорение электронов при помощи третьего анода  $A_3$ , подавая на него большое положительное напряжение.

Осциллографические электронно-лучевые трубки характеризуются чувствительностью, полосой пропускания, длительностью послесвечения, рабочей площадью экрана, цветом свечения люминофора и другими характеристиками.

Чувствительность трубки  $S = L/U$ , где  $L$  – отклонение луча на экране трубки, вызванное напряжением  $U$ , приложенным к отклоняющим пластинам. Обычно  $S = 0,05–5$  мм/В. С увеличением частоты напряжения чувствительность трубки падает. Верхняя частота полосы пропускания трубки равна такой частоте, при которой ее чувствительность уменьшается до значения  $0,707 S_0$  (на 3 дБ), где  $S_0$  – чувствительность на малых частотах. У рассматриваемых электронно-лучевых трубок верхняя частота примерно 100 МГц.

Длительность послесвечения экрана характеризуют временем от момента прекращения действия электронного луча до момента, когда яркость изображения составит 1 % первоначальной.

Трубки с длительным послесвечением (более 0,1 с) облегчают наблюдение непериодических и медленно изменяющихся сигналов. Специальные запоминающие трубки позволяют сохранить изображение сигнала на интервалы времени от нескольких минут до нескольких суток.

Рабочая площадь экрана определяется диаметром трубки. Выпускают трубки с диаметром 70 мм и более. Тип люминофора определяет цвет свечения экрана. Обычно находят применение трубки с зеленым цветом свечения. Для фотографирования изображения с экрана осциллографа используют трубки с голубым свечением экрана.

В современных осциллографах применяют также и более сложные, в частности, многолучевые трубки для наблюдения сразу двух и более сигналов, трубки с линией бегущей волны для наблюдения за сверхвысокочастотными колебаниями и др.

## Устройство и принцип действия осциллографа

Упрощенная функциональная схема осциллографа рис. 4.60 включает в себя электронно-лучевую трубку ЭЛТ, входной делитель напряжения (аттенюатор), усилитель вертикального отклонения УВО, состоящий из входного повторителя, предварительного усилителя У, линии задержки и выходного усилителя (Усилителя У), схемы синхронизации, схемы запуска, генератор развертки, усилитель горизонтального отклонения (Усилитель Х) и калибраторы амплитуды и длительности, усилителя подсветки.

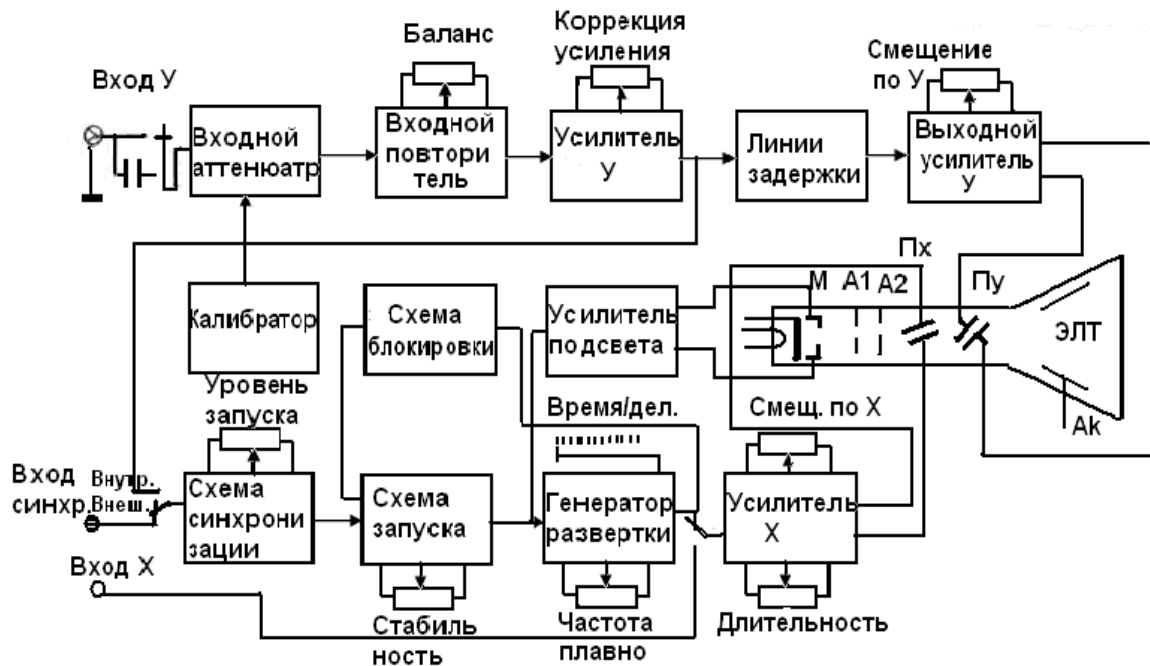


Рис. 4.60. Функциональная схема электронно-лучевого осциллографа

Исследуемый сигнал подается на вход У канала вертикального отклонения, включающего в себя входной делитель и усилитель вертикального отклонения. Выходное напряжение УВО, поступая на вертикальные отклоняющие пластины, управляет отклонением электронного луча в трубке по оси У. Для получения требуемого размера изображения на экране, входной сигнал усиливается (или ослабляется) в канале вертикального отклонения до необходимого значения, определяемого чувствительностью трубки. Последовательное включение делителя напряжения и усилителя вертикального отклонения обеспечивает значительный диапазон исследуемых напряжений. Основное усиление УВО обеспечивается предварительным усилителем, а выходной усилитель, в основном, служит для преобразования усиленного сигнала в управляющее напряжение, подаваемое на отклоняющие пластины.

При подаче переменного напряжения на вход У электронный луч вычерчивает на экране осциллографа вертикальную линию.

Для получения изображения исследуемого сигнала, развернутого во времени, необходимо смещать, (развертывать) луч по оси Х с постоянной скоростью. Это осуществляется путем подачи на горизонтальные отклоняющие пластины линейноизменяющегося (пилообразного) напряжения.

Принцип развертки изображения иллюстрируется на рис. 4.61, где показаны напряжения на пластинах и изображения на экране.

Из рисунка видно, что при равенстве периодов напряжений развертки и исследуемого сигнала на экране получается неподвижное изображение одного периода исследуемого сигнала.

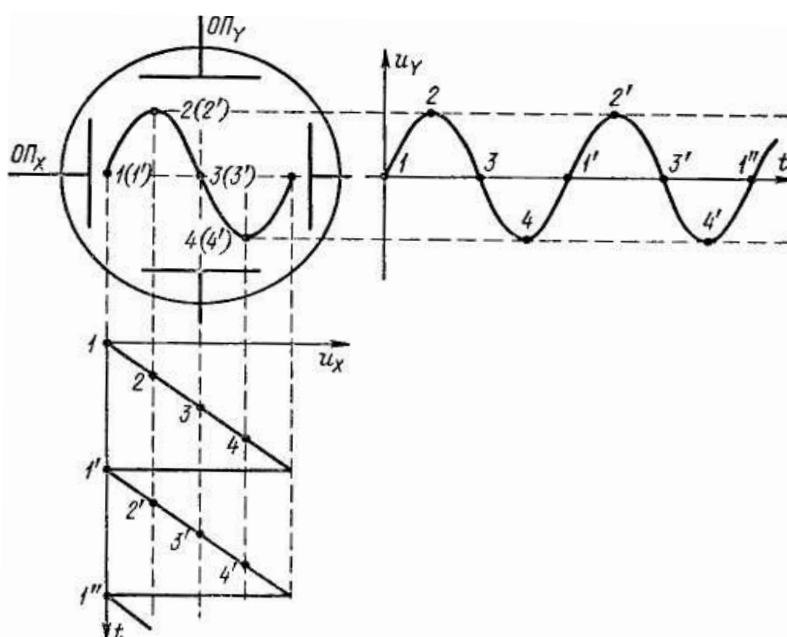


Рис. 4.61. Форма напряжения линейной развертки

Напряжение развертки вырабатывает генератор развертки. Реальная кривая напряжения развертки отличается от пилообразной формы. После линейного нарастания спад напряжения происходит не с мгновенной скоростью, поэтому на экране виден след возвращения луча в нулевую точку экрана. Чтобы обратный ход был не виден на экране, в этот отрезок времени на модулятор подается отрицательное запирающее напряжение через усилитель подсвета.

Исследование сигналов в широком диапазоне частот обеспечивается переключением частоты пилообразного напряжения, предусмотренном в генераторе развертки. Это позволяет проводить наблюдения исследуемых сигналов в нужном масштабе времени. Выходное напряжение генератора усиливается в УГО до значения, необходимого для

управления электронным лучом в ЭЛТ и получения изображения требуемого размера.

Для получения устойчивого изображения на экране осциллографа частота пилообразного напряжения развертки должна быть кратна частоте исследуемого сигнала. Выдержать точно кратность частот напряжений на практике оказывается достаточно сложно вследствие «ухода» частоты генератора и изменения частоты исследуемого сигнала. Это приводит к неустойчивости изображения сигнала.

Для обеспечения устойчивого изображения в осциллографе имеется блок синхронизации, который осуществляет изменение частоты генератора (в некоторых пределах) в соответствии с частотой исследуемого процесса. Для этого сигнал из канала вертикального отклонения подается на блок синхронизации, на выходе которого вырабатываются импульсы синхронно с изменением исследуемого сигнала для управления генератором развертки, принудительно заставляя его работать с частотой, кратной частоте входного сигнала. Такой режим работы генератора развертки называется непрерывным. Он применяется при наблюдении периодических сигналов.

При исследовании непериодической последовательности импульсов или одиночных импульсов непрерывный режим работы приводит к тому, что положение изображения импульсов на экране по оси времени становится неопределенным. В этом случае применяют ждущий режим работы генератора, при котором генератор развертки вырабатывает пилообразный импульс только с приходом исследуемого импульса. При таком режиме обеспечивается устойчивое положение изображения этих импульсов на экране.

В осциллографах предусматривается также возможность запуска генератора от внешнего источника. При этом запуск генератора происходит от источника исследуемого сигнала. Синхронизация называется внешней.

Исследование импульсных и особенно непериодических сигналов имеет ряд особенностей. В частности, генератор развертки вследствие своей инерционности вырабатывает пилообразное напряжение с некоторым запаздыванием по отношению к запускающему импульсу. Это может привести к тому, что начальная часть импульса не будет развернута во времени на экране.

Для устранения таких искажений в канале вертикального отклонения имеется линия задержки (ЛЗ), осуществляющая задержку исследуемого импульса на некоторое время относительно пилообразного напряжения.

Для расширения функциональных возможностей электронного осциллографа имеются дополнительные входы, позволяющие осуществить управление электронным лучом. Во многих осциллографах предусмотрена возможность управления отклонением луча по оси X внешним напряжением. Для этого у осциллографа есть «Вход X», на который подается внешнее управляющее напряжение.

В осциллографах имеются также зажимы «Вход пластин X» и «Вход пластин Y» (на схеме не показаны), позволяющие подавать внешние напряжения непосредственно на пластины электронно-лучевой трубки. Имеется вход подсоединения внешнего напряжения на модулятор электронно-лучевой трубки. Подавая импульсы напряжения на этот вход, можно модулировать (изменять) яркость свечения изображения на экране.

При измерении амплитудных и временных параметров исследуемых сигналов обычно измеряют соответствующие геометрические размеры изображения сигнала на экране и с помощью коэффициентов отклонения и коэффициентов развертки, характеризующих чувствительность каналов, определяют значения этих параметров. Для повышения точности измерений осциллографы имеют калибраторы амплитуды и длительности, позволяющие контролировать и устанавливать номинальные значения коэффициентов отклонения и коэффициентов развертки. Калибраторы часто представляют собой генераторы прямоугольных импульсов с известными значениями амплитуды и частоты.

### **Основные характеристики осциллографов**

*Коэффициент отклонения  $K_{откл}$  (В/дел.)* – отношение напряжения входного сигнала к отклонению луча (в делениях шкалы), вызванному этим напряжением. У наиболее распространенных осциллографов коэффициент отклонения находится в диапазоне 50 мкВ/дел – 10 В/дел.

*Полоса пропускания* – диапазон частот, в пределах которого коэффициент отклонения изменяется не более чем на 3 дБ (примерно 30 %) относительно его значения на некоторой средней (опорной) частоте. Для низкочастотных осциллографов полоса пропускания находится в диапазоне от 0 до 1–5 МГц; для универсальных осциллографов верхняя частота достигает десятков мегагерц, для высокочастотных – сотен мегагерц.

*Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)* – зависимость коэффициента передачи канала от частоты входного сигнала.

Для измерения импульсных сигналов важными являются параметры *переходной характеристики* – время нарастания переходной характеристики и максимальный выброс.

*Коэффициент развертки  $K_{РАЗВ}$ (время/дел)* – отношение времени к длине перемещения луча, вызванному напряжением развертки за это время.

Обычно осциллографы имеют широкий диапазон изменения коэффициента развертки. Например, у осциллографа С1-65 коэффициент развертки находится в диапазоне 0,01 мкс/дел – 0,05 с/дел. Коэффициент развертки – параметр, обратный скорости перемещения луча по оси Х.

Основная погрешность измерения напряжения и основная погрешность измерения временных интервалов определяются максимально допускаемыми погрешностями измерения соответствующих параметров при подаче на вход осциллографа стандартного сигнала синусоидальной или прямоугольной формы. В зависимости от значений этих погрешностей выпускают осциллографы четырех классов точности – 1, 2, 3, 4, имеющих, соответственно, основные погрешности измерений, не превышающие 3, 5, 10, 12 %. Часто вместо основных погрешностей измерений нормируют основные погрешности коэффициента отклонений и коэффициента развертки, а также нелинейность отклонения и развертки.

Параметры входов осциллографа определяются входным активным сопротивлением  $R_{вх}$  и входной емкостью –  $C_{вх}$ . Обычно  $R_{вх} > 1$  МОм, а  $C_{вх}$  составляет десятки пикофарад.

### **Анализаторы спектра сигналов**

Анализаторы спектра – это приборы, предназначенные для измерения амплитуд гармонических составляющих несинусоидальных колебаний.

Анализ формы электрических сигналов состоит в представлении зависимости напряжения или тока сложной формы от времени в виде суммы гармоник, каждая из которых имеет максимальное значение, частоту и фазу.

Наиболее полное представление о спектральном составе сигнала дает распределение амплитуд или мощности по частотам.

Спектр сигнала представляется графически в виде зависимости амплитуд гармоник от частоты. Автоматическое представление этой зависимости осуществляется специальными приборами-анализаторами спектра или гармоник.

Основным элементом анализатора спектра является избирательное устройство, пропускающее составляющую (гармонику) определенной частоты, амплитуду которой измеряют электронным вольтметром.

Анализ спектра – экспериментальное определение частоты и амплитуды сигнала. Возможны два способа анализа: последовательный и параллельный (одновременный).



Первый способ состоит в использовании одного избирательного устройства – узкополосный фильтр, который последовательно перестраивается в широком диапазоне частот, гармоники определяются поочередно.

Второй способ предусматривает использование набора избирательных элементов, настроенных на различные частоты и находящиеся под одновременным воздействием исследуемого сигнала.

*Последовательный способ* анализа применяется только для исследования периодических сигналов. Способ реализуется двумя структурными схемами, представленными на рис. 4.62.

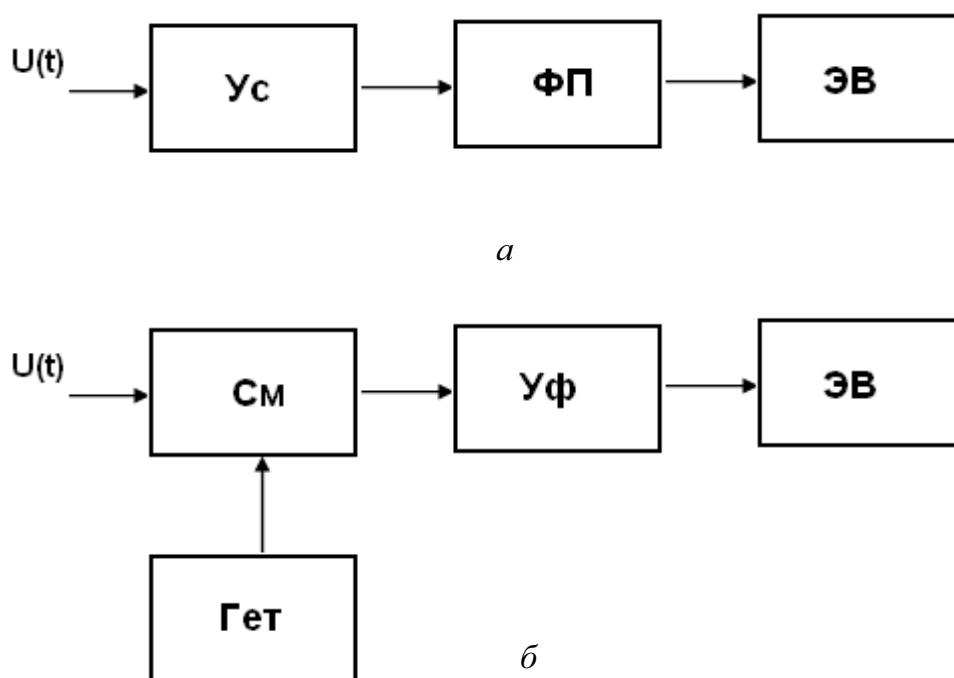


Рис. 4.62. Анализаторы спектра последовательного действия

В схеме *а* сигнал после усиления  $Ус$  анализируется перестраиваемым фильтром  $ФП$ , амплитуда каждой гармоники измеряется электронным вольтметром  $ЭВ$ . Перестройка фильтра производится вручную.

В схеме *б* фильтр настроен на одну частоту. С помощью гетеродина спектр исследуемого сигнала преобразуется в промежуточную частоту, равную частоте избирательного узкополосного фильтра  $Уф$ . Амплитуда сигнала промежуточной частоты измеряется электронным вольтметром.

Так как частота настройки фильтра постоянная, то фильтр может быть высокой добротности и с высокой стабильностью частоты настройки. В этом случае применяются фильтры на основе кварцевых резонаторов. Подобные анализаторы отличаются высокой чувствительностью и большой точностью. Анализаторы типа  $С5$  имеют чувствительность – десятки микровольт, а погрешность измерения частоты составляет порядка 3 % на частотах более 2000 Гц.

Частота исследуемой гармоники определяется из формулы

$$\omega_x = \omega_r \pm \omega_0,$$

где  $\omega_r$  – частота гетеродина,  $\omega_0$  – частота избирательного фильтра.

Последняя частота известна и постоянна. Таким образом, шкала гетеродина градуируется в частотах входного сигнала.

Амплитуда исследуемой гармоники определяется по выходному напряжению смесителя:

$$U_{CM} = K_{CM} U_x U_r.$$

Если напряжение гетеродина остается при настройке постоянным, то вольтметр можно градуировать в значениях  $U_x$ .

Гетеродинные анализаторы частоты выполняются с автоматической настройкой, т. е. частота гетеродина перестраивается с помощью генератора пилообразного напряжения (ГПН). В качестве измерителя амплитуд гармонических составляющих применяют ЭЛТ. Такие анализаторы называются осциллографическими. С помощью такого анализатора можно наблюдать спектр исследуемого сигнала на экране ЭЛТ в прямоугольной системе координат в виде вертикальных линий, расположенных вдоль горизонтальной оси, градуированной в единицах частоты. Структурная схема осциллографического анализатора представлена на рис. 4.63.

Исследуемый сигнал  $U(t)$  подается через входное устройство на смеситель, на второй вход смесителя – напряжение генератора качающейся частоты, управляемое генератором пилообразного напряжения (ГПН). С изменением частоты ГКЧ одновременно происходит перемещение луча по горизонтальной оси ЭЛТ. При появлении гармоник с частотами, входящими в полосу пропускания избирательного фильтра на выходе квадратичного детектора появляется напряжение с амплитудами составляющего спектра сигнала, которое подается через выходные усилители на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Отклонение луча по вертикали пропорционально узкой части спектра исследуемого сигнала. Так как перемещение луча по горизонтали пропорционально частоте, то на экране ЭЛТ наблюдается графическое изображение спектра исследуемого сигнала.

С помощью калибратора на горизонтальной оси ЭЛТ создаются метки времени. Расстояние между метками определяется модулятором калибратора. Число меток выбирается кратным времени одного периода генератора развертки. Калибратор частоты состоит из генератора, идентичного ГКЧ, и модулятора. Частота генератора калибратора близка к средней частоте ГКЧ. С помощью модулятора создаются гармонические составляющие, отстоящие друг от друга на величину частоты модуляции.

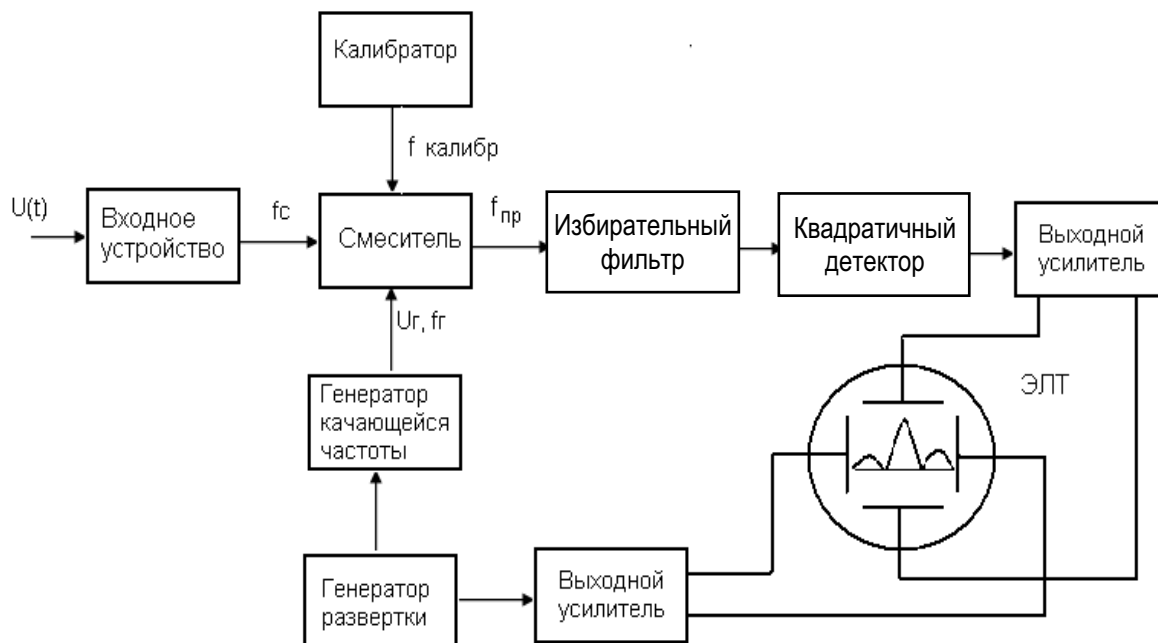


Рис. 4.63. Структурная схема автоматического анализатора спектра

К основным характеристикам автоматических анализаторов спектра относятся: *разрешающая способность* – минимальное расстояние по оси частот между двумя составляющими спектра, при котором они различимы и их амплитуды могут быть измерены. Критерием различимости двух частот является условие, при котором результирующая амплитуда от действия обеих частот составляет величину, равную  $1/\sqrt{2}$  от действия каждой из гармоник.

Рис. 4.64 поясняет расчет разрешающей способности анализатора.

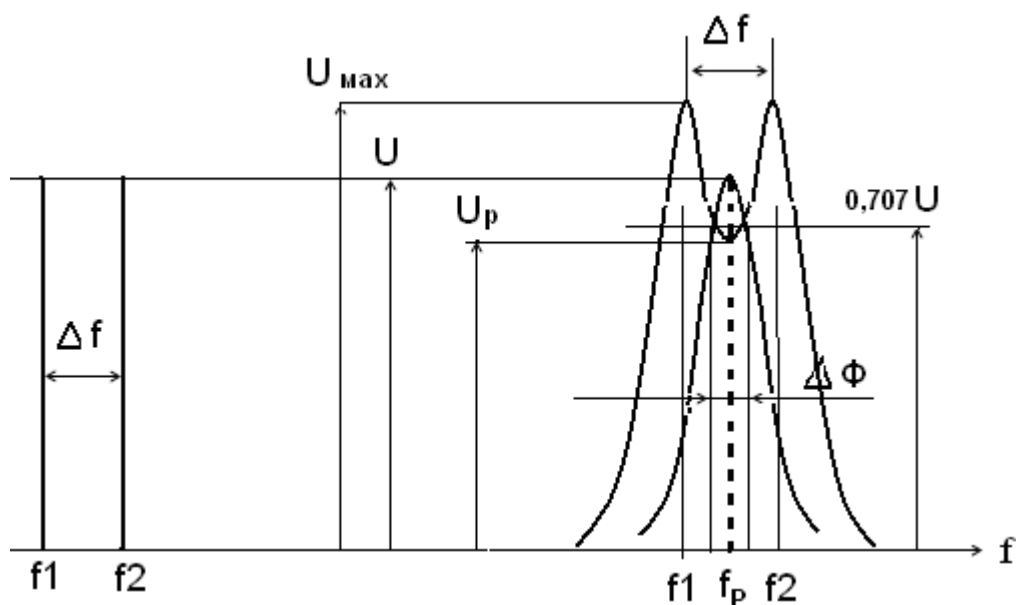


Рис. 4.64

Две частоты  $f_1$   $f_2$  различаются на величину  $\Delta f$ . Каждая частота на выходе избирательного фильтра с полосой пропускания  $\Delta\Phi$  характеризуются амплитудой  $U$ . При совместном воздействии двух частот на избирательный фильтр на его выходе появляется напряжение  $U_p$ . Отношение

$$n = U_p / U_{\max}$$

может характеризовать разрешающую способность.

Уравнение резонансной кривой представить через расстройку и полосу пропускания в виде:

$$U_F = \frac{U}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{\Delta\Phi}\right)^2}}.$$

Если  $n$  не превосходит 0,707, то частоты различимы. Отсюда найдем разность различимых частот:

$$\Delta f = \Delta\Phi\sqrt{3}.$$

*Рабочий диапазон частот* – характеристика анализатора, которая определяет диапазон перестройки генератора качающейся частоты.

*Время анализа* – время одного цикла развертки генератора пилообразного напряжения. Время анализа определяется полосой пропускания избирательного фильтра, которая определяет его постоянную времени

$$\tau = \frac{1}{\pi\Delta\Phi}.$$

Чтобы фильтр проанализировал сигнал необходимо время больше, чем постоянная времени, т. е.

$$t = k\tau,$$

где  $\tau$  – постоянная времени избирательного устройства,  $k$  – коэффициент пропорциональности,  $k = 3-10$ .

Скорость анализа определяется шириной спектра и временем анализа:

$$v = \frac{\Delta F}{T} = \frac{\Delta\Phi}{t},$$

где ширина анализируемого спектра  $\Delta F$  и  $T$  – период развертки анализатора. Из приведенных формул можно выразить время анализа, т. е. период развертки

$$T = \frac{k\Delta F}{\pi(\Delta\Phi)^2}.$$

Современные осциллографические анализаторы обеспечивают работу в диапазоне от 10 Гц до 40 ГГц, с полосой пропускания от 1 Гц до 300 кГц с погрешностью 3–5 %.

## Измерители нелинейных искажений

Отличие сигнала от синусоидальной формы оценивается коэффициентом гармоник  $K_G$ :

$$K_G = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1},$$

где  $U_1, U_2, U_3$  – амплитуды первой, второй и третьей гармоник, соответственно.

Коэффициент гармоник определяет соотношение высших гармоник по сравнению с первой.

Другое соотношение – отношение высших гармоник ко всему сигналу называется коэффициентом нелинейных искажений:

$$K_H = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}}.$$

При малых искажениях коэффициенты практически не отличаются.

Коэффициенты можно определить с помощью анализаторов спектра, измерив амплитуды гармонических составляющих и вычислить по формулам.

На практике измерители нелинейных искажений строятся по принципу соотношения мощностей:

- коэффициент гармоник – соотношение мощности высших гармоник и мощности первой гармоники,
- коэффициент нелинейных искажений – соотношение мощности высших гармоник и мощности всего сигнала:

$$K_G = \frac{U_{ВГ.ЭФФ}}{U_{1.ЭФФ}}, \quad K_H = \frac{U_{ВГ.ЭФФ}}{U_{ЭФФ}}.$$

Соотношение между коэффициентами

$$K_G = \frac{K_H}{\sqrt{1 - k_H^2}}$$

дает возможность определить коэффициент гармоник при больших искажениях.

Принцип измерения нелинейных искажений по соотношению мощностей используется в измерителях, выпускаемых нашей промышленностью.

Структурная схема измерителя нелинейных искажений представлена на рис. 4.65.

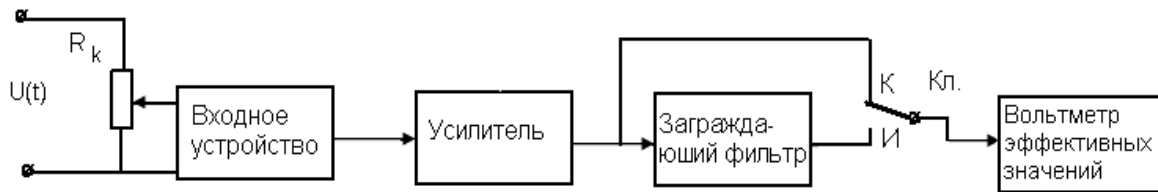


Рис. 4.65. Структурная схема измерителя нелинейных искажений

В основе измерительных преобразований прибора лежит способ подавления основной частоты (первой гармоники). Входное напряжение с помощью входного делителя  $R_k$  калибруется по вольтметру действующего значения (устанавливается на определенное для данного прибора фиксированное значение, при котором вольтметр будет проградуирован в величинах нелинейных искажений). Это напряжение обычно составляет 10 В. В положении ключа Кл. К – калибровка входное напряжение подается на вольтметр, минуя заграждающий фильтр. Таким образом, измеряется эффективное напряжение всего сигнала:

$$U_{\text{эфф}} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots U_n^2}.$$

Затем ключ Кл. ставится в положение И – измерение, настраивают заграждающий фильтр, подавляя основную частоту (первую гармонику). Вольтметр должен показывать минимальное напряжение, определяемое суммой высших гармонических составляющих:

$$U_{\text{вг.эфф}} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots U_n^2}.$$

Принимая показания вольтметра в положении «калибровка» за единицу, показания вольтметра в положении «измерение» численно равны коэффициенту нелинейных искажений.

Приборы – аналоговые измерители нелинейных искажений имеют предел измерений 0,1...30 %, в диапазоне 10 Гц...100 кГц с погрешностями измерения 3...5 %.

#### 4.9. Контрольные вопросы к 4 главе

1. Какие средства измерения относятся к электронным аналоговым приборам?
2. Назвать основные измерительные преобразователи, составляющие электронные вольтметры, и их назначение.
3. Назвать разновидности вольтметров.
4. В чем отличие вольтметров постоянного и переменного токов?
5. Как выполнить электронный вольтметр многопредельным?
6. Каким образом строятся омметры постоянного тока?
7. Записать уравнения преобразования вольтметров постоянного и переменного тока.
8. Почему для омметров необходимо стабильное опорное напряжение?

9. Как можно построить измеритель емкостей и индуктивностей на основе омметра?
10. Почему частота опорного напряжения влияет на показания измерителя емкостей и индуктивностей?
11. Вывести уравнение преобразования конденсаторного частотомера.
12. Погрешность от нелинейности конденсаторного частотомера, объяснить физический смысл появления погрешности.
13. Записать уравнение заряда и разряда конденсатора за несколько периодов.
14. Почему необходимо подавать на вход конденсаторного преобразователя напряжение прямоугольной формы?
15. Будет ли работать конденсаторный преобразователь без одного диода?
16. Как постоянная времени зарядно-разрядных цепей и амплитуда входного прямоугольного напряжения влияют на показания конденсаторного преобразователя?
17. Как изменяется напряжение на конденсаторе при заряде, при разряде?
18. Написать формулу для определения добротности.
19. Объяснить принцип работы измерительной схемы Q-метра.
20. Получить выражения для напряжений на всех элементах контура.
21. Что такое резонансная частота контура?
22. Изобразить векторную диаграмму токов и напряжений в измерительной схеме Q-метра.
23. Объяснить отличие активного сопротивления катушки на постоянном и переменном токе.
24. Почему при измерении добротности резонансным методом возникает методическая погрешность.
25. С помощью векторной диаграммы пояснить резонанс токов и напряжений и объяснить значительное увеличение резонансных напряжений.
26. Привести упрощенную схему настройки последовательного колебательного контура в резонанс с помощью осциллографа.
27. Привести упрощенную схему настройки параллельного колебательного контура в резонанс с помощью осциллографа.
28. Привести схему и основные соотношения для измерения тока с помощью вольтметра. От чего зависит методическая погрешность измерения тока в этом случае.
29. Какие требования предъявляются к входным устройствам электронных приборов, измеряющих параметры сигналов?
30. Назовите известные электронные устройства, генерирующие импульсы с постоянной вольт-секундной площадью.

## Глава 5 ПРИБОРЫ СРАВНЕНИЯ

### Общие сведения

Все средства измерения независимо от реализованного в них метода измерения используют меру измеряемой величины. Однако в приборах непосредственной оценки мера измеряемой величины в процессе измерения не участвуют. Измеряемая величина преобразуется в промежуточную величину, удобную для непосредственного восприятия наблюдателем. Так, например, в электромеханических приборах – приборах непосредственной оценки измеряемая величина преобразуется в перемещение или угол отклонения указателя, которые могут восприниматься человеком. Мера измеряемой величины используется при градуировке прибора.

В приборах и устройствах сравнения мера используется непосредственно, однородная с измеряемой величиной или мера другой величины, которая может ее заменить.

Процесс сравнения с мерой в приборах и устройствах во времени может происходить одновременно или разновременнo (периодически).

К приборам сравнения относятся мосты и компенсаторы. Первые применяются для измерения сопротивлений, емкостей, индуктивностей, добротности и угла диэлектрических потерь и др.

Компенсаторы непосредственно применяются для измерения ЭДС и напряжений, поэтому они получили второе название потенциометров. Косвенными методами компенсаторы измеряют токи, сопротивления, емкости, индуктивности и т. д.

Процесс сравнения – уравнивания по степени сравнения может быть полным (нулевым) или частичным, неполным.

В зависимости от рода тока приборы сравнения различают постоянного и переменного тока.

### 5.1. Четырехплечие мосты

На постоянном токе нашли распространение две разновидности мостов: мосты одинарные, четырехплечие и мосты двойные, шестиплечие. Первые применяются для измерения больших сопротивлений ( $10\text{--}10^6$  Ом), вторые – для измерения малых ( $10^{-8}\text{--}10$  Ом).

Схема одинарного моста, рис. 5.1, включает 4 плеча – 4 активных сопротивления:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ , диагональ питания с источником напряжения  $E$  и диагональ нуль-индикатора равновесия с внутренним сопротивлением  $R_0$ .



На постоянном токе в качестве нуль-индикатора часто используется магнитоэлектрический гальванометр с чувствительностью  $10^{-7}$ – $10^{-8}$  А/дел.

Четырехплечий мост представляет сочетание двух делителей. Напряжение питания делится двумя делителями с коэффициентами передачи каждого делителя, которые можно регулировать изменением сопротивлений плеч. При равенстве коэффициентов передачи мост уравновешен. В зависимости от сопротивления нуль-индикатора мост при уравновешивании имеет различную чувствительность к току и напряжению.

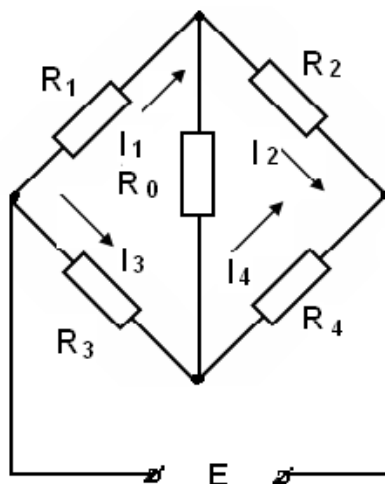


Рис. 5.1. Схема четырехплечевого моста постоянного тока

Сопротивление индикатора  $R_0$  определяет нагрузку моста. При малом сопротивлении  $R_0$  важной является зависимость тока в цепи гальванометра от сопротивлений моста и напряжения питания. При большом сопротивлении индикатора необходима зависимость выходного напряжения индикатора от параметров моста.

Для определения тока в диагонали можно использовать удобный метод для расчета таких цепей – метод эквивалентного генератора:

$$I_0 = \frac{U_{XX}}{R_{K3} + R_0},$$

где напряжение холостого хода  $U_{XX}$  – это напряжение на зажимах индикатора при разрыве этой цепи:

$$U_{XX} = E \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

Напряжение холостого хода представляет разность выходных напряжений двух резистивных делителей.

Сопротивление короткого замыкания – сопротивление моста при коротком замыкании источника питания – параллельное соединение сопротивлений двух делителей:

$$R_{кз} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_4 R_3}{R_4 + R_3} .$$

Тогда ток в цепи индикатора после преобразований равен:

$$I_0 = E \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_0 (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)} .$$

Если пренебречь сопротивлением индикатора, ток в диагонали равен:

$$I_0 = E \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)} .$$

Мост уравнивается подбором резисторов так, чтобы ток в индикаторе отсутствовал, что выполняется при условии:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 ,$$

последнее равенство называется условием равновесия

Измеряемое сопротивление заменяет одно из плеч моста и может быть подсчитано по формуле:

$$R_x = R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4} .$$

Если принять отношение  $m = \frac{R_3}{R_4}$  за масштаб, кратным 1, 10, 100 и

т. д., то сопротивление резистора  $R_2$  можно градуировать в единицах измеряемого сопротивления  $R_x$ .

Если в предварительно уравновешенном мосте первое плечо получает приращение  $\Delta R_1$ , то в диагонали моста возникает ток, который в первом приближении (при условии  $\Delta R_1 \leq R_1$ ) определяется равенством:

$$\Delta I_0 = E \frac{\Delta R_1 R_4}{R_0 (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)} .$$

В первом приближении ток в индикаторе изменяется пропорционально приращению сопротивления одного из плеч.

### Чувствительность мостов

Важной характеристикой моста является его чувствительность.

Выходной величиной моста может быть ток, напряжение или мощность. Входной величиной является измеряемое сопротивление.

В соответствии с этим различают чувствительность мостовой схемы по току, напряжению или мощности. Чувствительности различны при различном состоянии уравновешенности моста и различных сопротивлениях нагрузки.

При малой нагрузке моста все вышеназванные чувствительности имеют место. При большом сопротивлении индикатора чувствительности по току и по мощности не имеют смысла, т. к. нет тока, нет потери мощности.

Чувствительность моста по току определяют как отношение конечных приращений выходной величины к изменению измеряемой величины вблизи состояния равновесия и выражается в размерных единицах – А/ Ом:

$$S_I = \frac{\Delta I_0}{\Delta R_1} = E \frac{R_4}{R_0(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4(R_1 + R_2)}.$$

В упрощенном виде ( $R_0 \approx 0$ ):

$$S_I = \frac{\Delta I_0}{\Delta R_1} = E \frac{R_4}{R_1 R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4(R_1 + R_2)}.$$

Другая форма выражения чувствительности является – изменение тока при изменении сопротивления  $R_I$  на один процент (сотую часть):

$$S'_I = \frac{\frac{\Delta I_0}{\Delta R_1}}{R_1} = E \frac{R_1 R_4}{R_0(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4(R_1 + R_2)}.$$

При достаточно малом сопротивлении индикатора, когда им можно пренебречь, выражение имеет вид:

$$S'_I = \frac{\Delta I_0}{\frac{\Delta R_1}{R_1}} = E \frac{R_1 R_4}{R_1 R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4(R_1 + R_2)}.$$

Чувствительность по току увеличивается с увеличением напряжения питания и уменьшением сопротивлений плеч.

Мост переменного тока отличается от рассмотренной схемы на рис. 5.1 – моста постоянного тока включением в плечи моста комплексных сопротивлений  $Z_1 - Z_4$  и питанием схемы от источника переменного напряжения  $U_{\sim}$ .

В мостах переменного тока обычно используют нуль-индикаторы, чувствительные к напряжению и имеющие практически бесконечное сопротивление. Поэтому, как правило, определяют чувствительность мостов переменного тока по напряжению. Выходное напряжение в диагонали индикатора определяется выражением:

$$U_0 = U_{\sim} \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_4)(Z_2 + Z_3)}.$$

Условие равновесия:  $U_0 = 0$  выполняется при равенстве

$$Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3 = 0.$$

Отсюда:  $Z_X = Z_1 = \frac{Z_2 Z_3}{Z_4}.$

Условие равновесия для мостов переменного тока можно представить в другом виде, используя запись комплексных сопротивлений в алгебраической и показательной формах.

В алгебраической форме:

$$z_1 = a_1 + ib_1,$$

$$z_2 = a_2 + ib_2,$$

$$z_3 = a_3 + ib_3,$$

$$z_4 = a_4 + ib_4.$$

Условие равновесия выполняется при равенствах вещественных составляющих:

$$a_1 a_4 - b_1 b_4 = a_2 a_3 - b_2 b_3,$$

и равенстве мнимых составляющих:

$$a_4 b_1 + a_1 b_4 = a_2 b_3 + a_3 b_2.$$

В показательной форме:

$$z_1 = z_{M1} e^{i\varphi_1},$$

$$z_2 = z_{M2} e^{i\varphi_2},$$

$$z_3 = z_{M3} e^{i\varphi_3},$$

$$z_4 = z_{M4} e^{i\varphi_4}.$$

Здесь  $z_{M1} - z_{M4}$  – модули комплексных сопротивлений,  $\varphi_1 - \varphi_4$  – аргументы комплексных сопротивлений.

При такой форме представления сопротивлений условия равновесия имеют вид:

- для модулей составляющих:

$$z_{M1} z_{M4} = z_{M2} z_{M3},$$

- для аргументов:

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3.$$

Наличие двух уравнений, определяющих условие равновесия, означает, что для уравнивания моста необходимо регулировать два независимых параметра моста. Независимость параметров состоит в том, что действие каждого параметра происходит по двум взаимно перпендикулярным направлениям, а поэтому требуется несколько переходов поочередной регулировки от одного параметра к другому. Число переходов, затраченных на уравнивание моста переменного тока, называют сходимостью моста. Большое число переходов говорит о плохой сходимости моста. Эта характеристика не характеризует точность измерения, а говорит о затратах времени на измерение сопротивления.

Абсолютная чувствительность моста переменного тока с размерностью В/Ом при большом сопротивлении индикатора определяется более простой формулой:

$$S_U = \frac{\Delta U_0}{\Delta Z_1} = U \sim \frac{Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} \text{ – на переменном токе,}$$

$$S_U = \frac{\Delta U_0}{\Delta R_1} = E \frac{R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} - \text{на постоянном токе.}$$

Относительную чувствительность по напряжению, имеющую размерность вольт на процент, представим через отношение сопротивлений:

$$S'_U = \frac{\Delta U_0}{\Delta Z_1 / Z_1} = U \sim \frac{Z_1 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} = \frac{U \sim}{\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) \left(1 + \frac{Z_3}{Z_4}\right)} - \text{на переменном токе,}$$

$$S'_U = \frac{\Delta U_0}{\Delta R_1 / R_1} = E \frac{R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} = \frac{E}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)} - \text{на постоянном токе.}$$

При проектировании и использовании мостов представляют интерес оптимальные параметры моста, при которых его относительная чувствительность наибольшая.

**Пример** расчета максимальной относительной чувствительности по напряжению моста постоянного тока.

Выходное напряжение в диагонали индикатора, в качестве которого используется вольтметр постоянного тока, равно

$$U_{\text{вых}} = E \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right),$$

или после преобразования

$$U_{\text{вых}} = E \left( \frac{R_1 \cdot R_4 - R_2 \cdot R_3}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)} \right).$$

Найдем абсолютную чувствительность моста при сопротивлении индикатора  $R_0 \rightarrow \infty$ . Для этого возьмем дифференциал от выходного напряжения по  $R_1$

$$\begin{aligned} S_U &= \frac{dU}{dR_1} = E \left( \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4) - (R_3 + R_4) \cdot (R_4 \cdot R_1 - R_2 \cdot R_3)}{((R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4))^2} \right) = \\ &= E \frac{(R_4 \cdot R_1 + R_4 \cdot R_2) \cdot (R_3 + R_4) - R_3 \cdot R_1 \cdot R_4 - R_1 \cdot R_4^2 + R_2 \cdot R_3^2 + R_2 \cdot R_3 \cdot R_4}{((R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4))^2} = \\ &= \frac{E}{((R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4))^2} [R_3 \cdot R_1 \cdot R_4 + R_2 \cdot R_3 \cdot R_4 + R_1 \cdot R_4^2 + R_2 \cdot R_4^2 - \\ &- R_3 \cdot R_1 \cdot R_4 - R_1 \cdot R_4^2 + R_2 \cdot R_3^2 + R_2 \cdot R_3 \cdot R_4] = \\ &= E \frac{2 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot R_4 + R_2 \cdot R_4^2 + R_2 \cdot R_3^2}{((R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4))^2} = E \frac{R_2(R_4^2 + 2 \cdot R_3 \cdot R_4 + R_3^2)}{((R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4))^2} = \\ &= E \frac{R_2(R_3 + R_4)^2}{(R_1 + R_2)^2 \cdot (R_3 + R_4)^2}. \end{aligned}$$

Абсолютная чувствительность  $S_U = E \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2}$ , размерность абсолютной чувствительности  $\left[ \frac{B}{\text{Ом}} \right]$ .

Относительная, процентная чувствительность:

$$S'_U \left[ \frac{B}{\%} \right] = \frac{dU}{dR_1} = E \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)^2} \cdot \frac{1}{R_1}$$

Для нахождения максимальной относительной чувствительности найдем производную по измеряемому сопротивлению и приравняем ее к нулю:

$$\begin{aligned} \frac{dS}{dR_1} &= E \frac{R_2(R_1 + R_2)^2 - 2(R_1 + R_2)R_1R_2}{(R_1 + R_2)^4} = \\ &= E \frac{R_2R_1^2 + 2R_1R_2^2 + R_2^3 - 2R_1^2R_2 - 2R_1R_2^2}{(R_1 + R_2)^4} = \\ &= E \frac{R_2R_1^2 + R_2^3 - 2R_1R_2^2}{(R_1 + R_2)^4} = E \frac{R_2(R_1^2 - 2R_1R_2 + R_2^2)}{(R_1 + R_2)^4} = \\ &= E \frac{R_2(R_1 - R_2)^2}{(R_1 + R_2)^4} \end{aligned}$$

приравниваем к нулю

$$\frac{dS}{dR_1} = E \frac{R_2(R_1 - R_2)^2}{(R_1 + R_2)^4} = 0;$$

$$R_2(R_1 - R_2)^2 = 0.$$

Отсюда условие максимальной чувствительности:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4.$$

При этом максимальная относительная чувствительность равна:

$$S'_{UMAX} = E \frac{R_1R_2}{(R_1 + R_2)^2} = E \frac{R_1^2}{(2R_1)^2} = E \frac{R_1^2}{4R_1^2} = \frac{1}{4}E.$$

Последнее выражение означает, что при равных сопротивлениях плеч, приращение одного из сопротивлений на 1 % (0,01) вызывает изменение напряжения на выходе индикатора:

$$\Delta E = \frac{E}{4} \frac{\Delta R}{R} = 0,01 \frac{E}{4}.$$

Например, при напряжении питания моста 10 В, при сопротивлениях моста, равных 100 Ом, приращение сопротивления плеча на 1 Ом приводит к разбалансу моста на 25 мВ.

Найденное в примере условие максимальной чувствительности по напряжению для моста постоянного тока распространяется на мост переменного тока относительно модулей комплексных сопротивлений.

Чтобы определить соотношение аргументов комплексных сопротивлений, воспользуемся записью для чувствительностей через отношения сопротивлений:

$$S'_U = \frac{\Delta U_0}{\Delta Z_1 / Z_1} = \frac{U \sim}{\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)\left(1 + \frac{Z_3}{Z_4}\right)}.$$

Комплексные сопротивления запишем в показательной форме:

$$z_1 = z_{M1} e^{i\varphi_1}, z_2 = z_{M2} e^{i\varphi_2}, z_3 = z_{M3} e^{i\varphi_3}, z_4 = z_{M4} e^{i\varphi_4}.$$

Отношения модулей в каждой скобке выражения для чувствительности равно единице. Для получения условий максимальной чувствительности необходимо приравнять нулю одну из скобок в знаменателе. Тогда должно выполняться равенство:  $Z_1 = -Z_2$ . При равенстве модулей этих сопротивлений максимальная чувствительность имеет место при равенстве  $\varphi_1 = -\varphi_2$ .

Таким образом, условия максимальной чувствительности мостов переменного тока:

$$z_{M1} = z_{M2} = z_{M3} = z_{M4},$$

$$\varphi_1 + \varphi_2 = 0.$$

Практически эти условия требуют включения в соседние плечи моста сопротивлений реактивностей разных знаков.

Нижний предел измерений четырехплечих мостов ограничивается влиянием на результат измерения сопротивлений контактов и соединительных проводов. Верхний предел измерений ограничивается влиянием сопротивления изоляции. Применение мер защиты от влияния токов утечки позволяет увеличить верхний предел измерений моста.

Для уменьшения влияния сопротивления контактов и соединительных проводов используют схему одинарного моста с четырьмя зажимами подключения исследуемого объекта (см. рис. 5.2).

В этом случае влияние сопротивлений проводов и контактов практически исключается. Действительно, провода и контакты, имеющие сопротивления  $r_1$  и  $r_3$ , включены в диагонали моста и поэтому не влияют на условие равновесия моста. Влияние  $r_2$  и  $r_4$  исключается, если учитывать, что плечи моста  $R_2 R_4$  значительно больше сопротивлений проводников, подсоединяемых к неизвестному сопротивлению.

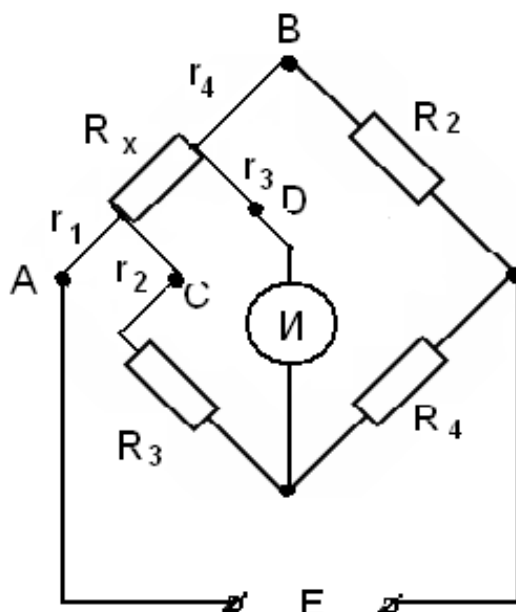


Рис. 5.2. Схема одинарного моста для измерения малых сопротивлений

При измерении весьма малых сопротивлений одинарным мостом могут возникать значительные погрешности из-за низкой чувствительности моста и невозможности ее увеличения в результате ограничений, накладываемых допустимой мощностью рассеивания в плечах моста. Этого недостатка лишены двойные мосты.

### Двойные мосты

Эти мосты получили распространение для измерения малых сопротивлений, так как влияние соединительных проводов и контактов в них минимально. Схема двойного моста показана на рис. 5.4, где  $r_1, r_2, r_3, r_4$  – сопротивления контактов и проводов, соединяющих резистор  $R_X$  и мост. Малые сопротивления моста  $R_X$  и  $R_N$  выполняются с четырьмя зажимами (контактами). Токвые зажимы – контакты и провода измеряемого сопротивления обозначены как  $r_2$  и  $r_4$ , потенциальные зажимы – контакты, с помощью которых снимается падение напряжения на измеряемом сопротивлении, представлены сопротивлениями  $r_1$  и  $r_3$ . Все контактные сопротивления относятся к мешающим параметрам и их влияние необходимо свести к минимуму. Сопротивление  $r$  – «толстый проводник», соединяющий токовую цепь неизвестного и образцового сопротивлений, проводник большого сечения.  $r_2$  и  $r_4$  – контактные сопротивления входят в цепь тока и увеличивают сопротивление  $r$ ,  $r_1$  и  $r_3$  – сопротивления потенциальных контактов включены последовательно с большими сопротивлениями четырехплечего моста, увеличивая их. Но это влияние пренебрежимо мало, если сопротивления превышает 10 Ом. С учетом сказанного, найдем условие равновесия двойного моста.



Составим систему уравнений:

$$\begin{cases} I_1 = I_2, I_3 = I_4, I_X = I_N & (1) \\ I_X R_X + I_3 R_3 = I_1 R_1 & (2) \\ I_4 R_4 + I_N R_N = I_2 R_2, & (3) \\ I_3 R_3 + I_4 R_4 = (I_X - I_3)r & (4) \end{cases}$$

Решим систему уравнений относительно  $R_X$ .

Выразим из «4»  $I_X$ :

$$I_3 R_3 + I_4 R_4 + I_3 r = I_X r$$

$$I_X = \frac{I_3(R_3 + R_4 + r)}{r} \quad (*)$$

Выразим из «3»  $I_1$ , и заменим  $I_4$  и  $I_N$  на  $I_3$  и  $I_X$ :

$$I_1 = \frac{I_4 R_4 + I_N R_N}{R_2} = \frac{I_3 R_4 + I_X R_N}{R_2}.$$

Выразим из «2»  $I_1$

$$I_1 = \frac{I_X R_X + I_3 R_3}{R_1}.$$

Приравняем выражения для тока  $I$ :

$$\frac{I_3 R_4 + I_X R_N}{R_2} = \frac{I_X R_X + I_3 R_3}{R_1},$$

поделим это выражение на  $I_X$ :

$$\frac{R_N}{R_2} + \frac{I_3}{I_X} \frac{R_4}{R_2} = \frac{R_X}{R_1} + \frac{I_3}{I_X} \frac{R_3}{R_1}.$$

Выразим  $R_X$

$$\begin{aligned} \frac{R_N}{R_2} + \frac{I_3}{I_X} \left( \frac{R_4}{R_2} - \frac{R_3}{R_1} \right) &= \frac{R_X}{R_1}, \\ R_X &= \frac{R_N \cdot R_1}{R_2} + \frac{I_3}{I_X} \left( \frac{R_4}{R_2} - \frac{R_3}{R_1} \right) \cdot R_1, \end{aligned}$$

в это выражение подставим

$$I_X = \frac{I_3(R_3 + R_4 + r)}{r}.$$

Получим условие равновесия двойного моста:

$$R_X = R_N \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_4 r}{r + R_3 + R_4} \left( \frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right).$$

Если учесть условие равновесия,  $R_1 R_4 = R_2 R_3$ , то получим  $R_X = R_N \frac{R_1}{R_2}$ .

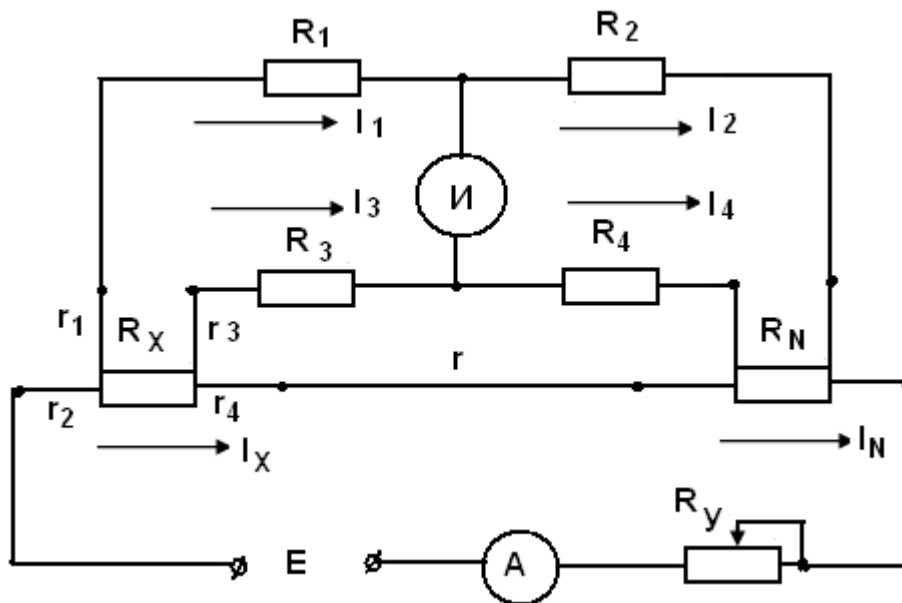


Рис. 5.3. Схема двойного моста

Для того чтобы неточность разности  $\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4}$  при уравнивании моста не создавало заметной погрешности вычисления  $R_X$ , сопротивление  $r$  должно быть как можно меньшим.

Сопротивления четырехплечего моста выполняются высокоомными. Нуль-индикатор, в этом случае, необходимо выбирать с возможно большей чувствительностью по напряжению.

Сопротивления  $R_1, R_3$  и  $R_2, R_4$  должны быть вдвоенными, чтобы для любого состояния моста сохранялись равенства:  $R_1 = R_3, R_2 = R_4$ .

Мосты одинарные и двойные выполняются комбинированными с пределами измерения малых сопротивлений:  $(10^{-6}-100)$  Ом – двойной мост и  $(100-10^6)$  Ом – одинарный мост, с погрешностью измерения 1 % на нижнем пределе и 0,05 % на пределах 0,001–100 000 Ом.

Основные параметры и технические требования к мостам постоянного тока устанавливаются ГОСТ 7165–78. В соответствии с этим стандартом предел допускаемой основной относительной погрешности (в процентах) нормируется в виде одночленной или двучленной формулы:

$$\delta = \pm c$$

$$\text{или } \delta = \pm \left[ c + d \left( \frac{R_K}{R_X} - 1 \right) \right],$$

где  $c$  и  $d$  – числовые коэффициенты, характеризующие погрешность моста;  $R_K$  – конечное значение сопротивления данного диапазона измерений;  $R_X$  – измеряемое сопротивление.

Конструктивно современные мосты обычно выполняют в металлическом корпусе, на панели которого размещаются ручки магазина сопротивлений (плечо сравнения), переключатели плеч отношения, зажимы для подключения измеряемого объекта, наружного гальванометра, источника питания. Некоторые мосты выпускаются со встроенными гальванометрами.

Для измерения сопротивлений в широком диапазоне промышленность выпускает одинарные и одинарно-двойные мосты. Например, одинарно-двойной мост Р3009 предназначен для измерений на постоянном токе сопротивлений от  $10^{-8}$  до  $10^{10}$  Ом. Основная допускаемая погрешность моста определяется классом точности ( $k = C$ ), который для этого моста гарантируется от  $k = 2$  до  $k = 0,02$  в зависимости от поддиапазона измерений.

### Четырехплечие мосты переменного тока для измерения емкости и индуктивности

В соответствии с условиями равновесия моста переменного тока и условиями получения максимальной чувствительности по напряжению схемы мостов для измерения емкости, угла потерь индуктивности и добротности могут иметь различные варианты включения в плечи резисторов, катушек индуктивностей, и исследуемого объекта.

#### 1. Схемы мостов для измерения емкости и угла потерь

Для измерения емкостей конденсаторов с малыми потерями используется последовательная эквивалентная схема замещения конденсатора. Потери конденсатора определяются тангенсом угла потерь  $\text{tg} \delta = \omega Cr$ , сопротивление потерь малое, поэтому для уравнивания неизвестной емкости используется образцовая переменная емкость, а последовательно включается образцовое сопротивление для уравнивания сопротивления потерь. Схема моста для измерения емкости с малыми потерями представлена на рис. 5.4.

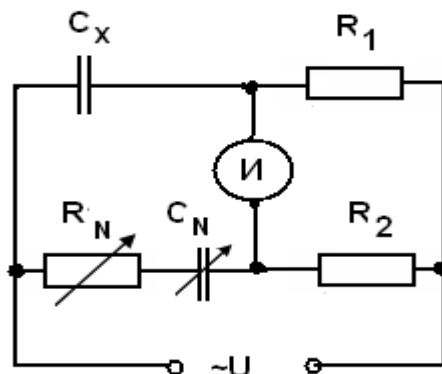


Рис. 5.4. Схема моста для измерения емкости с малыми потерями

Работа на этом мосте производится следующим образом. Установив  $R_N = 0$ , изменяют отношение сопротивлений плеч  $R_2 / R_1$  до тех пор, пока нуль-индикатор не укажет наименьший ток. После этого переходят к регулировке сопротивления магазина  $R_N$ , добиваясь дальнейшего уменьшения тока в нуль-индикаторе. Затем снова изменяют отношение сопротивлений  $R_2 / R_1$  и т. д. до тех пор, пока не будет найдено положение равновесия.

Полные сопротивления плеч в данной схеме равны:

$$Z_1 = R_x + i\omega C_x \cdots Z_2 = R_1 \cdots Z_3 = R_N + i\omega C_N \cdots Z_4 = R_2.$$

Подставив сопротивления в уравнение равновесия, получаем неизвестные величины для неизвестной емкости и потерь:

$$C_x = C_N R_2 / R_1,$$

$$R_x = R_N R_1 / R_2,$$

соответственно,  $\operatorname{tg} \delta = \omega C_x R_x = \omega C_N R_N$ .

Для вычисления потерь в конденсаторе необходимо знать частоту переменного напряжения, питающего мост.

Для измерения емкостей конденсаторов с большими потерями используется параллельная эквивалентная схема замещения конденсатора. Потери конденсатора определяются тангенсом угла потерь

$$\operatorname{tg} \delta = 1 / \omega CR,$$

где  $R$  – сопротивление потерь – большое, поэтому для уравнивания неизвестной емкости используется образцовая переменная емкость, а параллельно включается образцовое сопротивление для уравнивания сопротивления потерь. Схема измерения емкости конденсатора с большими потерями представлена на рис. 5.5.

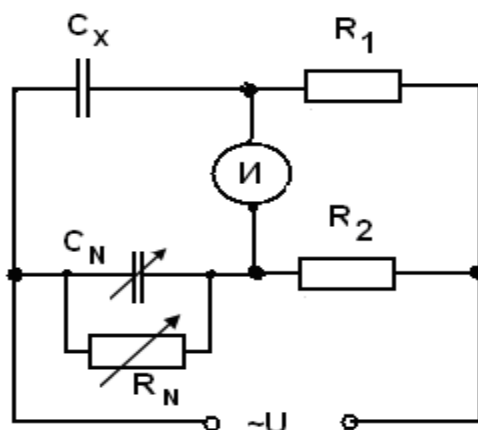


Рис. 5.5. Схема измерения емкости конденсатора с большими потерями

Полные сопротивления плеч, соответственно, равны:

$$Z_x = R_x + \frac{1}{i\omega C_x}, \quad Z_2 = R_1, \quad Z_3 = \frac{R_N}{1 + i\omega C_N R_N}, \quad Z_4 = R_2.$$

Подставляя сопротивления плеч в условие равновесия, получим выражения для измеряемых величин

$$C_x = C_N R_1 / R_2, \quad R_x = R_N R_1 / R_2$$

и потери конденсатора

$$\operatorname{tg} \delta = 1 / \omega C_x R_x = 1 / \omega C_N R_N.$$

## 2. Схемы мостов для измерения индуктивности и добротности

Мосты для измерения индуктивности катушек и добротности в отличие от мостов для измерения емкости имеют реактивности с низкой добротностью, т. е. с большими потерями, поэтому имеют плохую сходимость. В остальном, принцип построения схем мостов и их уравнивания одинаков. Для измерения индуктивности собираются мосты, составленные по схемам табл. 5.1.

Таблица 5.1

Номер схемы	Назначение моста	Плечи моста				Приме- чание
		$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	
1	Измерение емкости					С ма- лыми потеря- ми
2						С боль- шими потеря- ми
3	Измерение индуктивно- сти с исполь- зованием: образцовой катушки индуктивно- сти					$R_x$ меньше $R_N$
4						$R_x$ больше $R_N$
5	образцового конденсатора					—

В схеме 4 полные сопротивления:

$$Z_1 = R + R_x + i\omega L_x,$$

$$Z_2 = R_1,$$

$$Z_3 = R_N + i\omega L_N,$$

$$Z_4 = R_2.$$

Из условия равновесия, находим

$$R_x = R_N \frac{R_1}{R_2} - R,$$

$$L_x = L_N \frac{R_1}{R_2}.$$

В случае малой добротности катушки, переменное образцовое сопротивление включается последовательно с эталонной катушкой. Тогда последние выражения примут вид:

$$R_x = (R_N + R) \frac{R_1}{R_2},$$

$$L_x = L_N \frac{R_1}{R_2}.$$

Необходимо отметить, что в качестве переменных образцовых мер используются не образцовые катушки переменной индуктивности, а образцовые переменные конденсаторы. Это связано с тем, что катушки с переменной индуктивностью конструктивно выполнить значительно труднее, чем конденсаторы переменной емкости. Схема 5 табл. 5.1 является наиболее распространенной схемой при измерении индуктивности катушек и добротности.

Полные сопротивления моста:

$$Z_1 = R_x + i\omega L_x \cdots Z_2 = R_1, \quad Z_3 = R_2 \cdots Z_4 = \frac{1}{\frac{1}{R} + i\omega C}.$$

Тогда из условия равновесия получаем:

$$L_x = CR_1R_2,$$

$$R_x = R_1R_2 / R.$$

Произведение постоянных резисторов выступает в виде множителя индуктивности и одновременно множителя тангенса потерь.

Добротность катушки, определяемая отношением реактивного и активного сопротивлений катушки, после подстановки имеет вид:

$$Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \omega CR.$$

При добротностях меньше единицы, мост из-за плохой сходимости, практически, невозможно уравновесить. Поэтому при измерении индуктивности с малой добротностью применяют видоизмененную схему моста с введением дополнительной  $RC$ -цепи. Мост становится шести-плечим. Схема шестиплевого моста представлена на рис. 5.6.

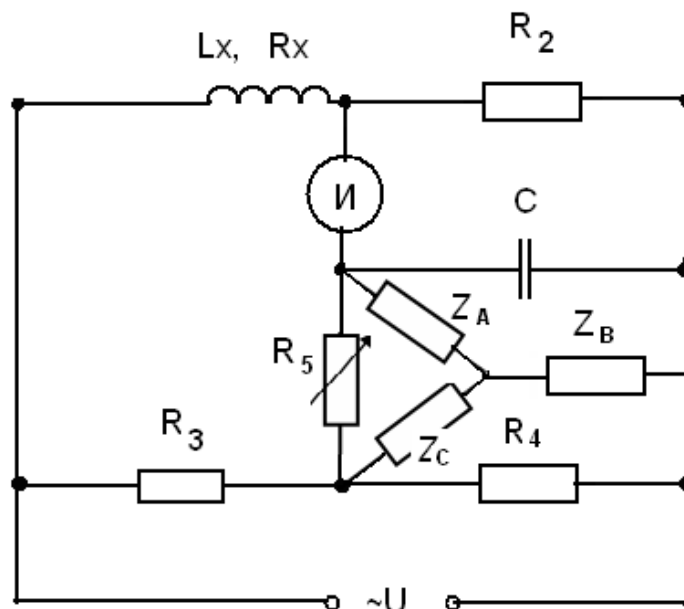


Рис. 5.6. Схема шестиплевого моста для измерения индуктивности

Для нахождения условия равновесия схему соединения в треугольник необходимо заменить эквивалентной схемой соединения в звезду с сопротивлениями:

$$Z_A = \frac{R_5}{1 + i\omega C(R_1 + R_2)},$$

$$Z_B = \frac{R_4}{1 + i\omega C(R_4 + R_5)},$$

$$Z_C = i\omega C \frac{R_4 R_5}{1 + i\omega C(R_4 + R_5)}.$$

Полученный после преобразования четырехлепий мост имеет сопротивления плеч:

$$Z_1 = R_x + i\omega L_x,$$

$$Z_2 = R_2,$$

$$Z_3 = R_3 + Z_C,$$

$$Z_4 = Z_B = \frac{R_4}{1 + i\omega C(R_4 + R_5)}.$$

Из условия равновесия получаем выражения для расчета неизвестных составляющих параметров катушки:

$$L_x = C \frac{R_2}{R_4} [R_3 R_4 + R_5 (R_4 + R_5)], \quad R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4}.$$

Шестиплечий мост имеет хорошую сходимость благодаря независимости второго условия от регулировки  $R_5$  в первом условии.

### Трансформаторный мост

На рис. 5.7 изображены схемы трансформаторных мостов для измерения комплексных сопротивлений. Особенностью мостов является наличие индуктивно связанных плеч в диагонали источника питания или в диагонали нуль-индикатора.

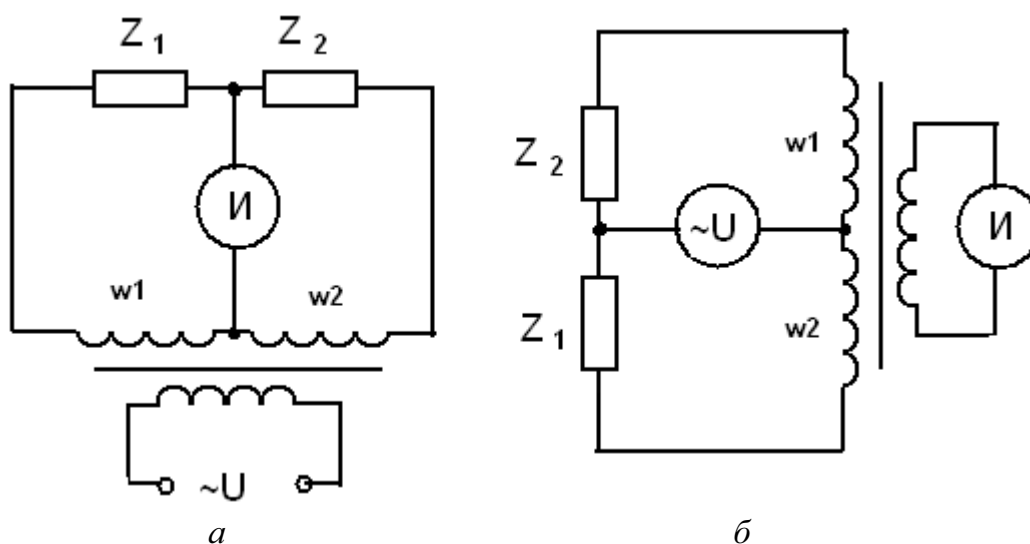


Рис. 5.7. Схемы трансформаторных мостов

В схеме *a* вторичные обмотки трансформатора выполняются, как правило, с равным количеством витков. Если  $Z_1$  и  $Z_2$  выровнять по модулю и по фазе, токи от каждой параллельной ветви через индикатор будут одинаковые по величине и противоположные по знаку и мост будет сбалансирован. При равновесии моста отношение сопротивлений плеч зависит от соотношения напряжений на вторичной стороне трансформатора. Если принять, что эти напряжения пропорциональны числам витков вторичной обмотки, а также не учитывать потоков рассеяния, то условие равновесия моста по этой схеме имеет вид:

$$Z_1 w_2 = Z_2 w_1.$$

Для схемы *б* первичные обмотки трансформатора включены согласно, но токи в обмотках протекают в противоположных направлениях. Во вторичной обмотке трансформатора наводятся противоположные



ЭДС. При равенстве токов в первичных обмотках результирующая ЭДС равна нулю, мост становится сбалансированным. Условие равновесия имеет вид, аналогичный схеме *a*.

Трансформаторные измерительные мосты могут применяться для измерения комплексных сопротивлений. Если  $Z_1 = Z_x$  (измеряемое комплексное сопротивление), а  $Z_2 = Z_N$  (образцовое комплексное сопротивление), то равновесие моста может быть достигнуто двояким способом: изменением  $Z_N$  или изменением числа витков обмоток трансформатора.

Достоинством трансформаторных измерительных мостов является то, что они могут обеспечить практически постоянную чувствительность в широком диапазоне частот (до сотен мегагерц) и позволяют производить измерения с незначительной погрешностью (в некоторых случаях до 0,01–0,001 %).

*Частотнозависимые мосты* находят применение при измерении частоты, в анализаторах спектра и гармоник, измерителях нелинейных искажений, а также в генераторах гармонических колебаний.

На рис. 5.8 приведена схема двойного Т-образного моста.

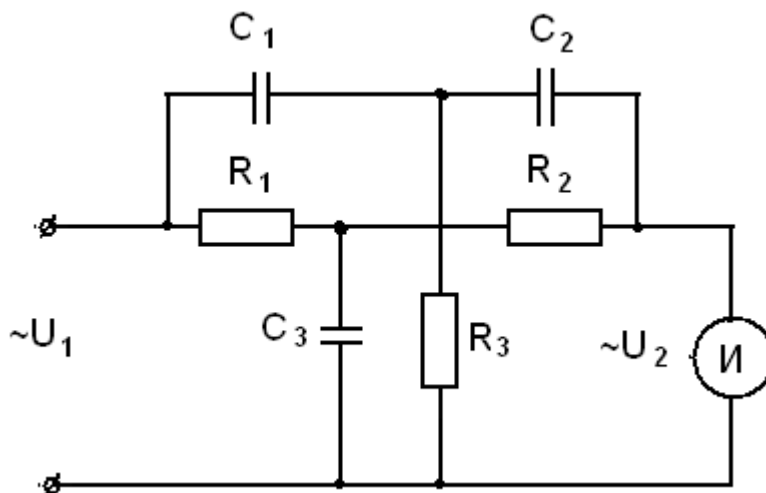


Рис. 5.8. Схема двойного Т-образного моста

На практике получили распространение симметричные мосты, т. е. мосты, у которых  $R_1 = R_2 = R$ ,  $R_3 = 0,5 R$  и  $C_1 = C_2 = C$ ,  $C_3 = 2C$ .

Пользуясь законами Кирхгофа можно найти напряжение  $U_2$  – напряжение на зажимах индикатора в зависимости от входного напряжения  $U_1$ :

$$U_2 = U_1 \left[ \frac{(a^2 - 1)^2}{(a^2 - 1)^2 - 16a^2} + i \frac{4a^2(a^2 - 1)}{(a^2 - 1)^2 - 16a^2} \right],$$

где  $a = \omega / \omega_0$ ,  $\omega_0 = 1 / RC$  – частота квазирезонанса.

При  $a = 1$  выходное напряжение моста (напряжение на нуль-индикаторе) равно нулю, т. е. мост уравновешен.

Сопротивление нуль-индикатора при настройке на частоту квазирезонанса влияет на добротность моста, поэтому оказывает влияние на сходимость.

Мост используется для измерения частоты.

Схема второго частотно-зависимого моста Вина представлена на рис. 5.9.

В отличие от первой схемы, мост Вина не имеет общей точки между входом и выходом, что является недостатком схемы при работе на высоких частотах.

Мост Вина так же как и двойной Т-образный мост обеспечивает подавление основной частоты. Определим частотную характеристику моста Вина.

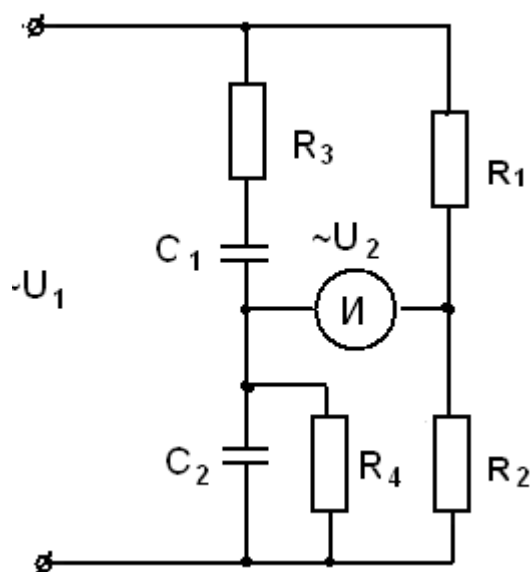


Рис. 5.9. Схема моста Вина

Напряжение на индикаторе

$$U_2 = U_1 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{\frac{1}{Y}}{Z + \frac{1}{Y}} \right) = U_1 \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{1}{ZU + 1} \right),$$

где  $Z = R_4 + \frac{1}{i\omega C_2}$ ,  $Y = \frac{1}{R_3} + i\omega C_1$ .

Рассмотрим случай симметричного моста, при этом элементы цепи Вина одинаковые:  $R_4 = R_3 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ .

Тогда выходное напряжение

$$U_2 = U_1 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{1}{3 + i(R\omega C - \frac{1}{\omega CR})} \right).$$

Мост при равновесии  $U_2 = 0$ .

Поэтому активная и реактивная составляющие выходного напряжения равны нулю, т. е.

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3}, \text{ и } R\omega C - \frac{1}{\omega CR} = 0.$$

Частота, при которой наступает равновесие моста, равна:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

Уравнение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) имеет вид:

$$K(\omega) = \frac{1}{3} - \frac{1}{3 + i\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}.$$

АЧХ для высших гармоник, начиная с третьей, практически равномерная.

Таким образом, мосты Вина, кроме подавления (режекции), могут использоваться как преобразователи частоты в напряжение.

## 5.2. Компенсаторы

Принцип действия компенсаторов (потенциометров) постоянного тока поясняется на примере упрощенной электрической схемы на рис. 5.10.

На схеме компенсатора приняты следующие обозначения:

$E_N$  – нормальный элемент, ЭДС которого точно известна;

$E_X$  – измеряемая ЭДС;

$E_{ВВ}$  – вспомогательный источник питания (гальванический элемент);

$I$  – нуль-индикатор (обычно магнитоэлектрический гальванометр);

$R_{УСТ}$  – установочное сопротивление, стоящее из постоянного и переменного сопротивлений, необходимых для установки рабочего тока и корректировки его при изменении температуры окружающей среды;

$R_{РЕГ}$  – реостат для установки рабочего тока в цепи вспомогательного источника питания компенсатора;

$R_{ДЕК}$  – декадное сопротивление, с помощью которого создается общее компенсирующее напряжение компенсатора  $U_K$  и напряжение  $U_X$ , компенсирующее измеряемое напряжение (ЭДС) –  $E_X$ .

Процесс измерения  $E_X$  состоит из двух этапов. Сначала устанавливается определенное для компенсатора значение рабочего тока. Для этого переключатель  $K$  ставится в положение 1, на шкале установочного сопротивления выставляется величина рабочего тока потенциометра  $I_P$ , соответствующего данной температуре окружающей среды. Регулирующее сопротивление  $R_{РЕГ}$  изменяют до тех пор, пока гальванометр не покажет отсутствие тока. Это будет при  $I_P R_{УСТ} = E_N$ .

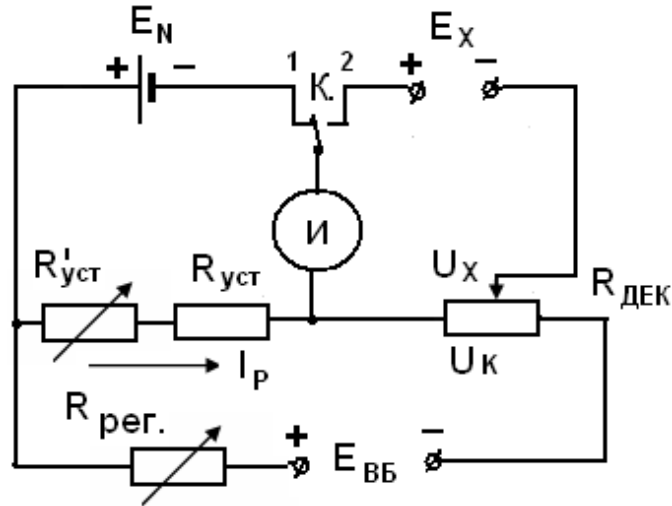


Рис. 5.10. Упрощенная схема компенсатора постоянного тока

После установления рабочего тока переключатель К ставится в положение 2 и при этом перемещением подвижного контакта декадного сопротивления опять необходимо добиться отсутствия тока в гальванометре. Это будет при некотором значении напряжения  $U_X$ , равном  $I_P R_{ДЕК.X}$ , где  $R_{ДЕК.X}$  – часть декадного сопротивления. Так как напряжение вспомогательной батареи изменяется со временем, то необходима периодическая проверка рабочего тока.

Погрешность измерения  $E_X$  определяется погрешностью изготовления декад компенсационного сопротивления и неполной компенсацией. Величина некомпенсации определяется чувствительностью гальванометра. Если обозначить остаточный ток гальванометра  $\Delta I_G$ , то напряжение неполной компенсации равно

$$\Delta U_G = \Delta I_G \sum R,$$

где в сумму сопротивлений входят сопротивления гальванометра и эквивалентное сопротивление схемы потенциометра относительно зажимов гальванометра. Ток гальванометра вызывает отклонение указателя  $\Delta \alpha = S_G \Delta I_G$ .

Отсюда напряжение некомпенсации

$$\Delta U_G = \frac{\Delta \alpha \sum R}{S_G}.$$

Высокая точность измерения компенсатором обусловлена высокой чувствительностью применяемого гальванометра, высокой точностью нормального элемента и резисторов, а также высокой стабильностью вспомогательного источника питания.

Достоинством компенсатора является также отсутствие потребления мощности от источника измеряемой величины в момент компенса-

ции. Именно по этой причине возможно измерение ЭДС с помощью компенсаторов.

Предел допускаемой основной погрешности (в процентах) для компенсаторов постоянного тока определяют по одночленной формуле  $\gamma = \pm c$  и по двухчленной формуле

$$\delta = \pm \left[ c = d \left( \frac{x_K}{x} - 1 \right) \right].$$

Компенсаторы можно использовать для измерения напряжений, превышающих их предел измерений. В этом случае измеряемое напряжение подается на вход компенсатора через образцовый делитель напряжения.

Компенсаторы широко применяют также для точного измерения тока и сопротивления косвенным способом по схемам рис. 5.11.

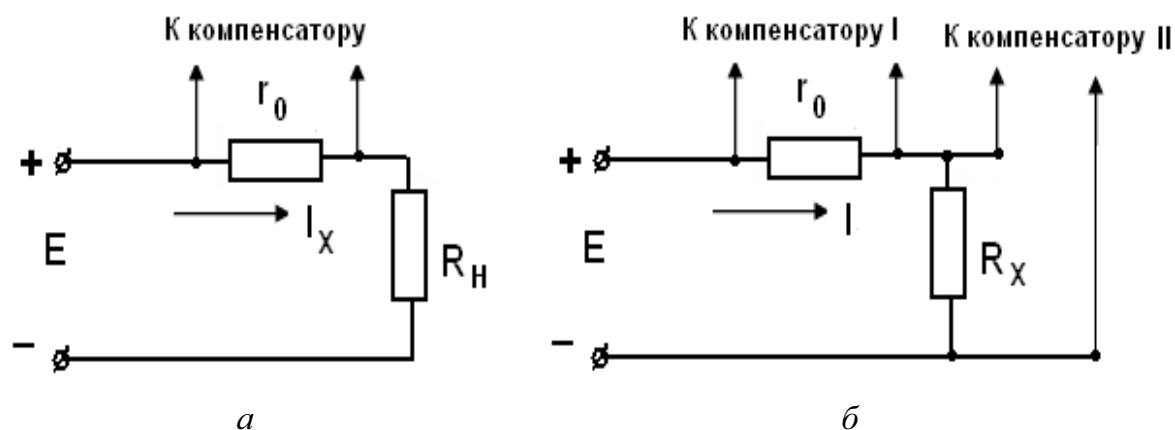


Рис. 5.11. Схемы косвенного измерения:  
а – тока, б – сопротивления

При измерении тока в цепи *а* в цепь включается малое образцовое сопротивление  $r_0$  (методическая погрешность измерения  $\gamma_m = r_0 / R_H$ ) и с помощью компенсатора измеряется падение напряжения.

Измеряемый ток определяется делением показания компенсатора на образцовое сопротивление:  $I_x = \frac{U_K}{r_0}$ .

При измерении неизвестного сопротивления компенсатором измеряется вначале ток в цепи, а затем падение напряжения на неизвестном сопротивлении.

По результатам двух измерений  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$  рассчитывается неизвестное сопротивление  $R_x = \frac{U_{K2} r_0}{U_{K1}}$ .

## Устройство компенсаторов постоянного тока

Компенсаторы постоянного тока бывают двух типов: большого сопротивления и малого сопротивления.

У компенсаторов первого типа сопротивление рабочей цепи достигает 10 000 Ом на 1 В напряжения питания. Для них применяют гальванометры с относительно большим критическим сопротивлением. Верхний предел измерений ЭДС (напряжения) 1,2– 2,5 В.

Для измерения относительно малых ЭДС и напряжений применять компенсаторы большого сопротивления нерационально вследствие увеличения погрешности измерения. Одна из причин увеличения погрешности заключается в том, что при обычном для компенсаторов большого сопротивления рабочем токе и измерении малых ЭДС в отсчете участвует малое число декад.

Для измерения малых ЭДС (например, ЭДС термопар) используют компенсаторы малого сопротивления. Рабочий ток этих компенсаторов выбирают в пределах от 1 до 25 мА. Для них применяют гальванометр с небольшим критическим сопротивлением, чтобы он мог работать в условиях, близких к режиму критического успокоения.

Декадное сопротивление, на котором создается компенсирующее напряжение, должен быть таким, чтобы перемещение рычагов декад в процессе компенсации не вызывало изменения рабочего тока. Кроме того, должна быть обеспечена возможность точного отсчета установленного значения сопротивления (или падения напряжения на нем).

Для этого на практике декадное сопротивление состоит из нескольких (до 6) декад (разрядов).

В качестве **примера № 1** рассчитаем и изобразим схему компенсатора с замещающими (двойными) декадами со следующими техническими характеристиками:

предел измерения – 1 В,

число декад – 3,

рабочий ток – 1 мА,

напряжение вспомогательного источника – 9 В,

погрешность от неполной компенсации – 0,5 мВ.

*1. Рассчитаем установочное сопротивление.* Выбираем нормальный элемент, ЭДС которого при температуре 20 градусов равна 1,01865 В, при температуре 40 градусов – 1,01885 В.

Зная изменение ЭДС от температуры, можно построить в линейном приближении график зависимости – график поправок.

Рабочий ток и ЭДС нормального элемента связаны формулой

$$E_N = I_P R_{уст} .$$

Установочное сопротивление делим на две части: на постоянную

$$R_{уст} = E_N / I_p = 1,018 / 0,001 = 1018 \text{ Ом}$$

и переменную

$$R_{уст} = 0,00085 / I_p = 0,85 \text{ Ом.}$$

2. *Общее сопротивление 3-х декад*  $R_{ДЕК} = \frac{E_{X \max}}{I_p} = 1 / 0,001 = 1000 \text{ Ом.}$

В данном (с замещающими декадами) компенсаторе рабочий ток во всех декадах одинаковый, следовательно, сопротивления в каждой декаде, состоящей из 9 катушек-секций, соответственно, равны:

1 декада (старшая) – 100 Ом, общее сопротивление –  $9 \times 100 = 900 \text{ Ом.}$

2 декада – 10 Ом, общее сопротивление –  $9 \times 10 = 90 \text{ Ом.}$

3 декада – 1 Ом, общее сопротивление –  $9 \times 1 = 9 \text{ Ом.}$

Последнюю (младшую) декаду можно выполнить из 10 катушек.

Общее количество катушек декадного сопротивления компенсатора равно 40 или 41.

3. *Зная напряжения вспомогательной батареи, можно рассчитать сопротивление регулировочного резистора:*

$$R_{РЕГ} = \frac{E_{ВСП}}{I_p} - (R_{уст} + R_{ДЕК}) = 9 / 0,001 - (1018,85 + 1000) = \sim 7000 \text{ Ом.}$$

4. *Определим параметры гальванометра.* Эквивалентное сопротивление, на которое нагружен гальванометр

$$R_{ЭКВ} = \frac{R_{РЕГ} R_{ДЕК}}{R_{РЕГ} + R_{ДЕК}} \approx 850 \text{ Ом.}$$

Тогда минимальный регистрируемый ток гальванометром можно определить, в первом приближении, не учитывая сопротивление гальванометра:

$$\Delta I_{Г} = \Delta E_{некомп} / R_{ЭКВ} = 0,0005 / 850 \approx 6 \times 10^{-7} \text{ А.}$$

Если гальванометр взять со шкалой  $\pm 10$  делений, то необходимая чувствительность гальванометра равна  $\approx 2 \cdot 10^7$  дел/А.

5. *Электрическая схема компенсатора.*

Основные требования при соединении декад:

а) при измерении – уравнивании  $E_x$  суммарное сопротивление декадного сопротивления не должно изменяться (рабочий ток должен оставаться постоянным). При любом положении переключателей количество катушек в двойной декаде должно быть равно 9, соответственно, общее количество катушек в цепи рабочего тока – 27.

б) последняя (в данном примере третья) декада не имеет замещающей декады, т. е. декада – одинарная.

Каждая декада имеет 9 секций, каждая секция создает компенсирующее напряжение, равное  $U_C = I_p R_C$ .

Соответственно, напряжения секций каждой декады:

1 секция 1-й декады – 100 мВ,

1 секция 2-й декады – 10 мВ,

1 секция 3-й декады – 1 мВ.

В рассмотренном примере положения переключателей декадного сопротивления соответствуют измеряемому напряжению, равного 388 мВ.

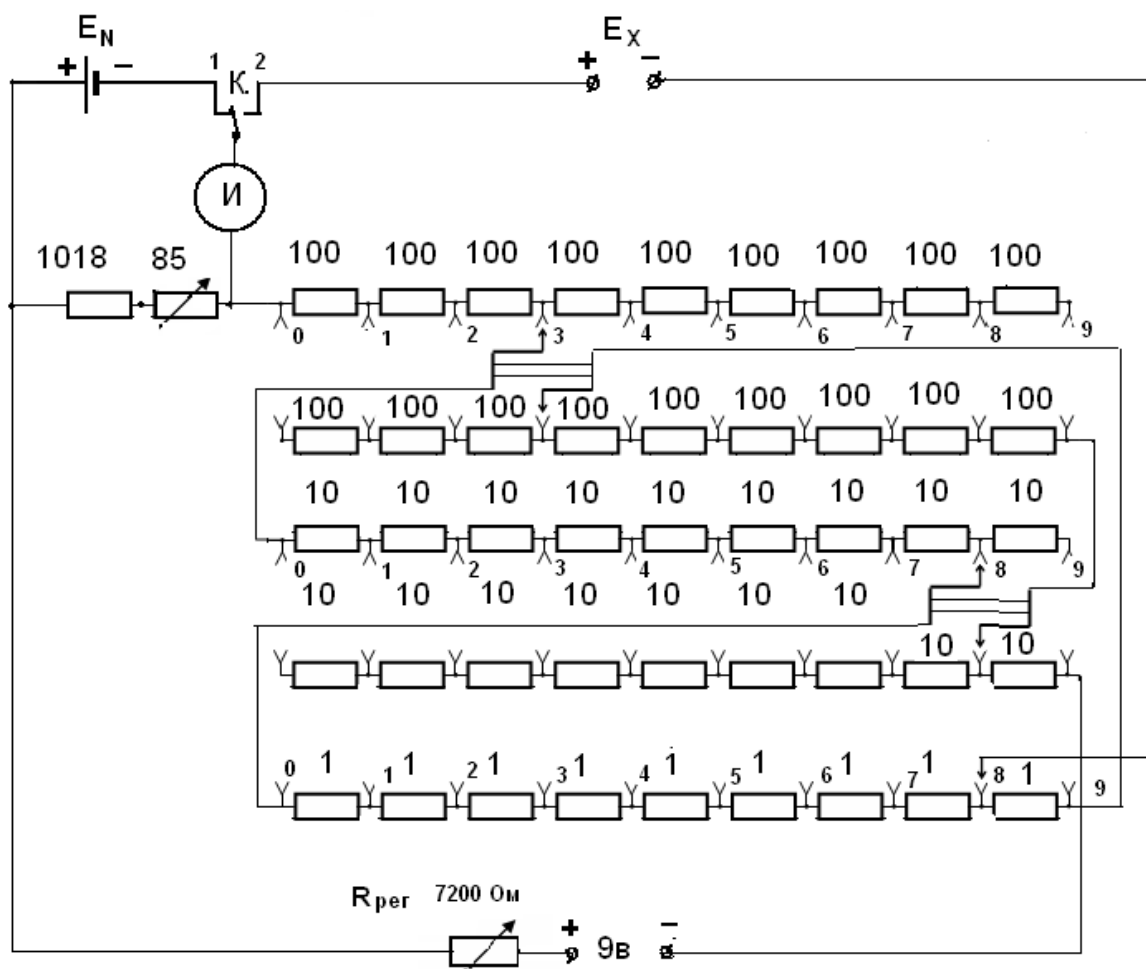


Рис. 5.12. Схема компенсатора с двойными декадами

Рассмотрим **пример № 2**. Схема и расчетные формулы для компенсатора с шунтирующими декадами и с исходными данными предыдущего примера.

Отличительными признаками компенсатора с шунтирующими декадами являются: а) токи в декадах различные: рабочий ток каждой последующей декады в десять раз меньше предыдущей, б) сопротивления во всех декадах одинаковые, в) в последней декаде переключатель – однополюсный.

Рабочий ток в первой декаде выбираем 1 мА, сопротивление одной катушки первой декады – 100 Ом.



Рабочий ток в первой декаде создает падение напряжения на 9 катушках (секциях) падение напряжения 900 мВ. Так как сопротивления катушек второй декады так же по 100 Ом, а общее падение напряжения на 9 катушках второй декады должно составлять 90 мВ, а общее сопротивление 900 Ом, то рабочий ток второй декады

$$I_{P2} = \frac{U_2}{R_2} = \frac{90 \times 10^{-3}}{900} = 0,1 \times 10^{-3} \text{ А,}$$

где  $U_2$  и  $R_2$  – общее падение напряжения и общее сопротивление второй декады.

Чтобы обеспечить такой рабочий ток, общее сопротивление второй декады включается всегда параллельно одной катушке первой декады независимо от положения переключателя. Тогда

$$I_{P2} = I_{P1} \frac{R_{k1}}{R_2 + R_{k1}} = 1 \times 10^{-3} \frac{100}{900 + 100} = 0,1 \times 10^{-3} \text{ А.}$$

Аналогично устанавливается рабочий ток третьей декады:

$$I_{P3} = I_{P2} \frac{R_{k2}}{R_3 + R_{k2}} = 0,01 \times 10^{-3} \text{ А.}$$

Соответственно, падение напряжения на 9 катушках третьей декады составляет 9 мВ.

Общее компенсирующее напряжение компенсатора равно 999 мВ.

В остальном все расчетные соотношения для компенсаторов одинаковые.

Схема компенсатора с шунтирующими декадами представлена на рис. 5.13.

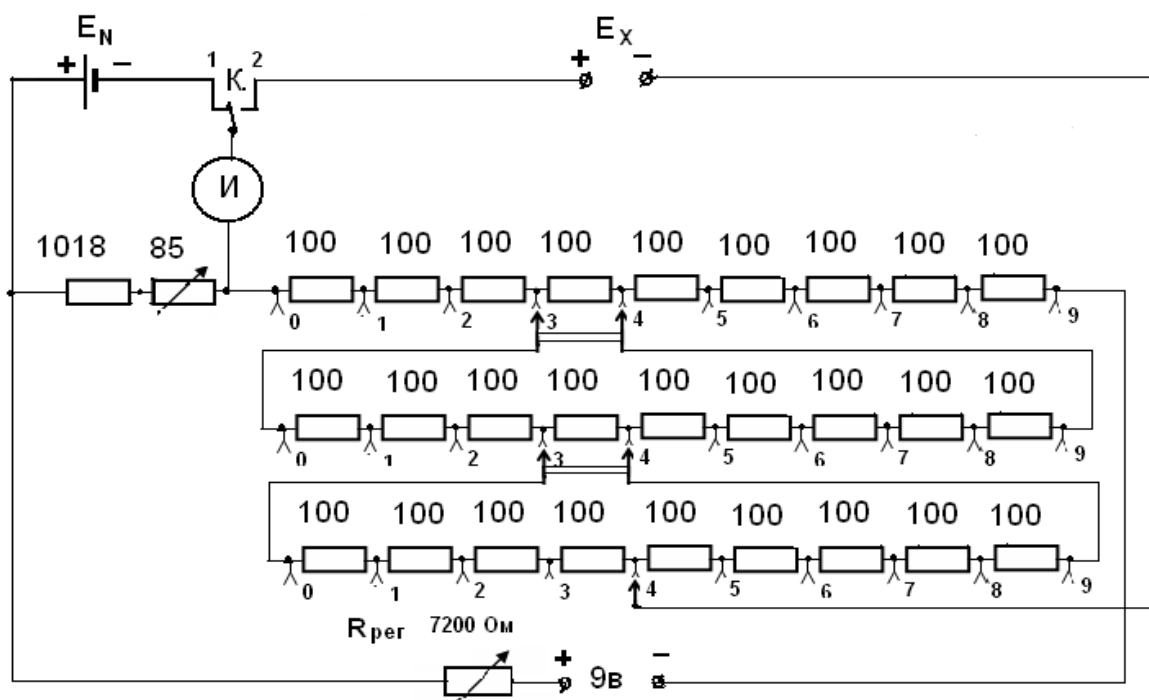


Рис. 5.13. Схема компенсатора с шунтирующими декадами

Напряжение  $E_x$ , измеренное по схеме второго примера, равно 334 мВ.

Погрешность некомпенсации, определяющее аддитивную погрешность, составляет единицу младшего разряда (падение напряжения на одной катушке третьей декады) и равно 1 мВ (0,1 %).

### Компенсатор малого сопротивления

Схема еще одного потенциометра изображена на рис. 5.14.

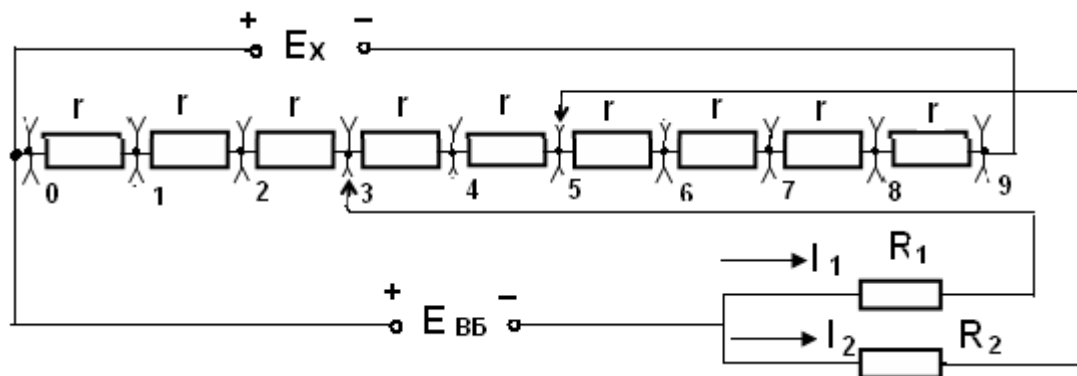


Рис. 5.14. Схема компенсатора малого сопротивления

Формирование рабочего тока в потенциометре малого сопротивления осуществляется с помощью генераторов тока. На представленном рисунке компенсатора генераторы тока представляют источник ЭДС –  $E_{ВВ}$  и резисторы  $R_1$  и  $R_2$ . Чтобы уменьшить погрешность от влияния сопротивлений декады, представляющей 9 малых резисторов  $r$ , необходимо выполнить условие  $(R_1(R_2) \gg 9r)$ , т. е. задаться величиной погрешности от нелинейности

$$\gamma_{НЛ} = \frac{9r}{R_1(R_2)} 100 \%$$

Токи  $I_1$  и  $I_2$  являются рабочими токами, отличающиеся друг от друга в 10 раз. Таким образом, при одном декадном сопротивлении организуется два разряда компенсирующих напряжений.

### Пример

Пусть напряжение вспомогательной батареи равно 9 В. Резисторы  $R_1 = 9$  кОм,  $R_2 = 0,9$  кОм. Тогда рабочий ток младшего разряда равен:  $9 \text{ В} / 9 \text{ кОм} = 1 \text{ мА}$ , ток второго, старшего разряда, соответственно, – 10 мА. Если выбрать сопротивление катушки декадного сопротивления 1 Ом, то предел измерения компенсатора составит:

$$U_K = 9r \times I_{p1} + 9r \times I_{p2} = 9 \times 10^{-3} + 9 \times 10^{-2} = 99 \times 10^{-3} = 99 \text{ мВ}.$$

Погрешность от нелинейности составит: 0,1 % – на младшем пределе, 1 % – на старшем пределе.

Рабочие токи в цепях компенсатора малого сопротивления можно устанавливать с помощью амперметров высокого класса точности, при необходимости высокой точности рабочий ток устанавливается с использованием нормального элемента или стабилизированных источников постоянного тока.

### Потенциометры переменного тока

Принцип действия компенсатора переменного тока заключается в том, что измеряемая ЭДС уравнивается известным напряжением, создаваемым рабочим током на участке сопротивления рабочей цепи.

Для уравнивания двух напряжений переменного тока необходимо равенство этих напряжений по модулю, противоположность по фазе, равенство частоты и идентичность формы кривой.

Компенсаторы переменного тока по точности измерений значительно уступают компенсаторам постоянного тока. Это объясняется тем, что не существует меры ЭДС переменного тока, аналогичной нормальному элементу. Рабочий ток в компенсаторах переменного тока приходится устанавливать по приборам ограниченной точности, обычно по амперметрам в лучшем случае класса точности 0,05 или 0,1.

Так как переменное напряжение представляет собой вектор, модуль которого определяет амплитуду переменного напряжения, а направление вектора характеризует положение вектора в пространстве, то для уравнивания неизвестного напряжения необходимо компенсирующее напряжение с таким же модулем, но повернутым на 180 градусов по отношению к неизвестному.

С другой стороны, переменное напряжение можно представить в виде двух скалярных величин – вещественной и мнимой составляющих. Таким образом, компенсирующее напряжение может быть представлено либо в декартовой, либо в полярной системе координат. В зависимости от способа формирования и вида компенсирующего напряжения потенциометры переменного тока получили соответствующие названия: прямоугольно-координатные и полярно-координатные. На рис. 5.16 представлена схема *прямоугольно-координатного компенсатора*.

Рабочий ток в первой цепи, создающей вещественную составляющую компенсирующего напряжения на реохорде  $r_{01}$ , устанавливается по образцовому амперметру переменного тока обычно электродинамической системы.

Ток во второй цепи определяется путем трансформации первичного тока с помощью «воздушного» трансформатора:

$$I_2 = i\omega \frac{I_1}{R_2}.$$

Коэффициент взаимной индуктивности  $M$  воздушного трансформатора и частота выбираются таким образом, чтобы токи в цепях были одинаковыми и сдвинутые по фазе на  $90$  градусов. Из формулы следует, что при изменении частоты ток во вторичной цепи изменяется. Для коррекции рабочего тока при изменении частоты часть активного сопротивления  $R_2$  вторичной цепи  $R_f$  делают переменным: с увеличением частоты увеличивают  $R_f$ .

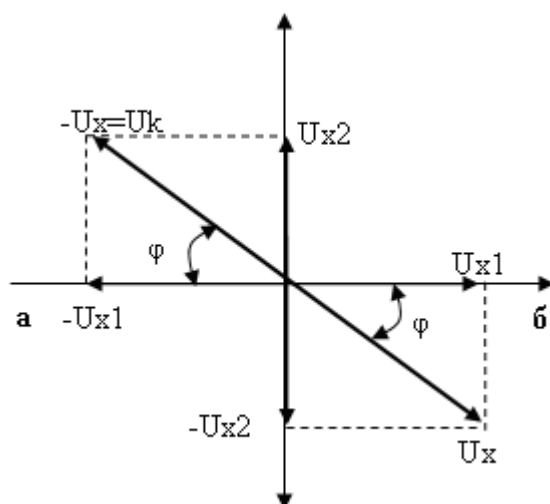


Рис. 5.15. Векторная диаграмма

Падения напряжения на реохордах первичной и вторичной цепей создают квадратурные составляющие компенсирующего напряжения, а при соединении середин реохордов между собой создается прямоугольная система координат компенсирующих напряжений.

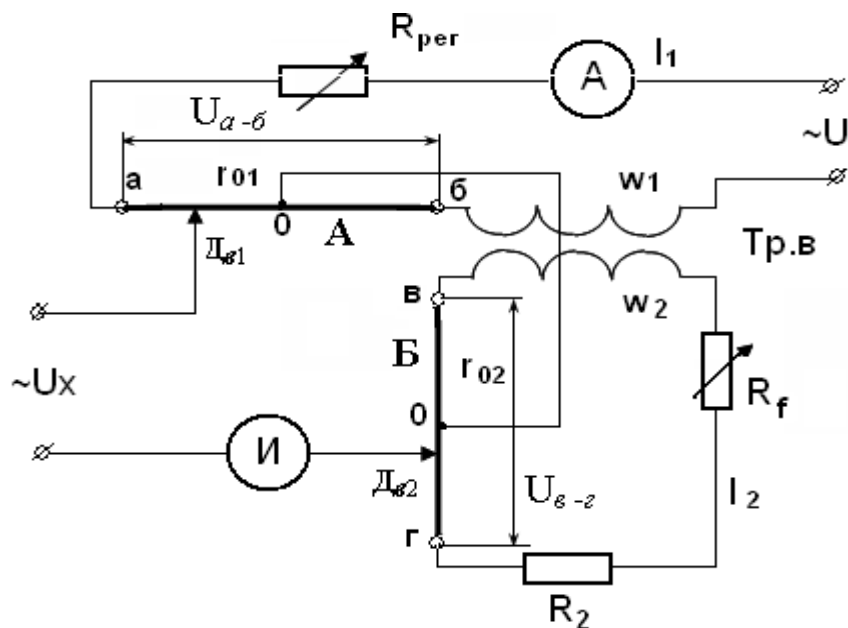


Рис. 5.16. Схема прямоугольно-координатного компенсатора

### Принцип действия

Потенциометр имеет две рабочие цепи А и Б. Рабочая цепь А состоит из калиброванной проволоки  $a-b$  с известным сопротивлением  $r_{01}$ , первичной обмотки  $w_1$  «воздушного» трансформатора Тр.в, амперметра А и реостата  $R_{PEF}$ . Ток  $I_1$  в этой цепи создает на калиброванной проволоке  $a-b$ , с известным сопротивлением  $r_{01}$ , падение напряжения  $U_{a-b}$ . Так как ток  $I_1$  устанавливается заданного значения, то напряжение  $U_{a-b}$  будет определяться сопротивлением калиброванной проволоки  $a-b$ , шкала которой может быть отградуирована в единицах напряжения. Вторая рабочая цепь Б состоит из калиброванной проволоки  $b-z$  с известным сопротивлением  $r_{02}$ , вторичной обмотки  $w_2$  «воздушного» трансформатора Тр.в и активного сопротивления  $R_2$  с переменным сопротивлением  $R_f$ . Ток  $I_2$ , протекающий во второй рабочей цепи, отстает по фазе от тока в первичной цепи почти на  $90^\circ$ . Объясняется это тем, что при незначительном индуктивном сопротивлении вторичной цепи трансформатора Тр.в ток  $I_2$  будет практически совпадать по фазе с ЭДС  $E_2$  и, следовательно, отставать по фазе на  $90^\circ$  от тока  $I_1$ .

Падение напряжения  $U_{b-z}$  на сопротивлении  $r_{02}$  калиброванной проволоки  $b-z$ , создаваемое током  $I_2$  при постоянном значении тока  $I_1$  и частоте  $f$  будет так же постоянным. Таким образом, шкалу калиброванной проволоки  $b-z$  так же можно проградуировать в единицах напряжения. Поскольку сопротивления проволок  $r_{01}$  и  $r_{02}$  чисто активные, то напряжения  $U_{b-z}$  и  $U_{a-b}$  совпадут по фазе с токами, но будут сдвинуты относительно друг друга на  $90^\circ$ .

Главная входная цепь компенсатора состоит из источника измеряемого напряжения  $U_x$ , нуль-индикатора И<sub>н</sub> и участков калиброванных проволок.

На координатных осях отложены падения напряжений на участках (Дв1 – 0) –  $U_{X1}$  и (Дв2 – 0) –  $U_{X2}$ . При отсутствии тока в нуль-индикаторе геометрическая сумма этих падений напряжений равна по модулю измеряемому напряжению  $U_x$ , но сдвинута по отношению к нему на  $180^\circ$  (см. векторную диаграмму).

Результат измерения записывается в виде

$$U_x = U_{X1} + iU_{X2} \text{ или } U_{MX} = \sqrt{U_{X1}^2 + U_{X2}^2}, \quad \varphi = \arctg \frac{U_{X2}}{U_{X1}}.$$

На рис. 5.17 представлена схема *полярно-координатного компенсатора*.

Нетрудно понять, что в полярно-координатном компенсаторе результат измерения непосредственно представляется в виде модуля и фа-

зового угла компенсирующего напряжения, сдвинутого относительно измеряемого напряжения на 180 градусов.

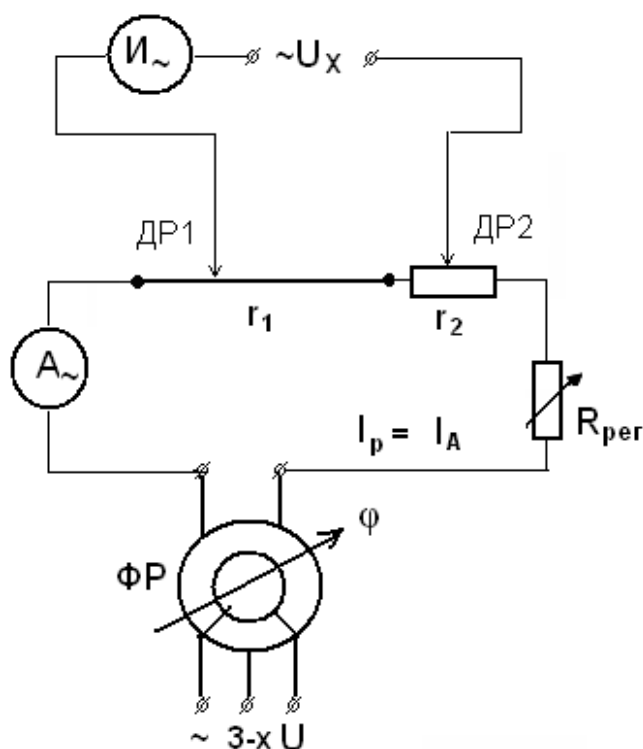


Рис. 5.17. Упрощенная схема полярно-координатного компенсатора

На схеме компенсатора компенсирующее напряжение формируется за счет падения напряжения рабочего тока  $I_p$ , устанавливаемого по амперметру, на двух реохордах (калиброванных проволоках)  $r_1$  и  $r_2$ .

Компенсатор снабжен фазорегулятором, с помощью которого производится изменение фазы компенсирующего напряжения до момента компенсации.

#### Принцип работы

Измеряемое напряжение подключается к зажимам  $U_x$ . Напряжение определяется по положению указателя движков реохордов ДР1 и ДР2 на шкале калиброванной проволоки  $r_1$  и переменного сопротивления  $r_2$ .

Фаза напряжений на участке рабочей цепи регулируется фазорегулятором ФР, благодаря чему можно добиться практически полного отсутствия тока в нуль-индикаторе И. Отсчет сдвига фазы производится по шкале фазорегулятора. Необходимое значение рабочего тока устанавливается по амперметру А при помощи реостата  $R_{рег}$ . Результат измерения записывается в виде

$$U_x = I_A (r_{1X} + r_{2X}) e^{i\varphi_{ФР}} .$$

Поскольку амперметры электродинамической системы показывают действующее значение, результат произведения при градуировке реохордов необходимо умножить на  $\sqrt{2}$  для получения модуля переменного напряжения.

Можно повысить точность установки рабочего тока компенсатора (примерно до 0,02 %) и, следовательно, точность измерения, применяя для установки рабочего тока компаратор, производящий сравнение постоянного тока с действующим значением переменного тока.

На рис. 5.18 приведена схема установки рабочего тока компенсатора при помощи компаратора с использованием термопреобразователя  $T_{\text{п}}$ .

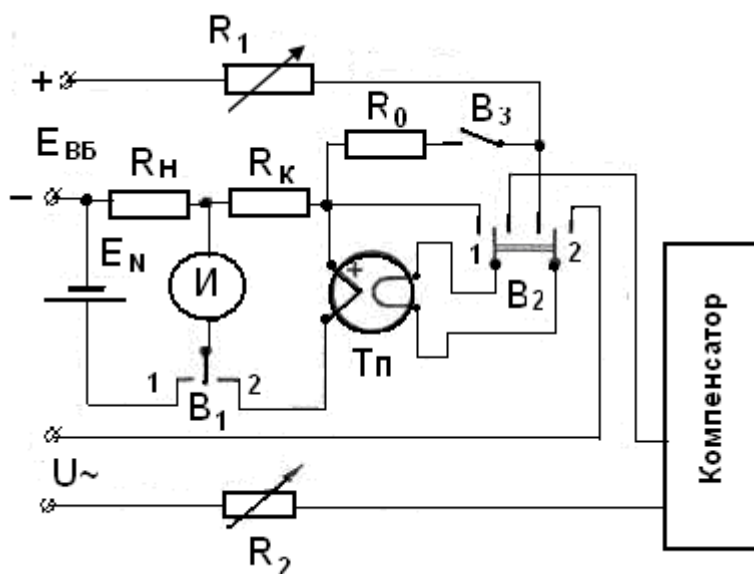


Рис. 5.18. Схема установки рабочего тока компенсатора при помощи компаратора

Первой операцией является точная установка постоянного тока в цепи нагревателя термопары. Для этого переключатель  $B_2$  должен быть установлен в положение 1, ключ  $B_3$  разомкнут, переключатель  $B_1$  также должен находиться в положении 1. Изменяя сопротивление резистора  $R_1$  следует добиться отсутствия тока в нуль-индикаторе  $И$ , которое наступит при требуемом токе  $I$ , так как соответственно этому значению тока выбрано сопротивление резистора  $R_H$ . Затем переключатель  $B_1$  ставится в положение 2 и фиксируется показание гальванометра, которое незначительно (желательно иметь ток в гальванометре равным нулю), что достигается выбором сопротивления резистора  $R_K$ . После установки постоянного тока  $I$  переключатель  $B_2$  ставится в положение 2, замыкается ключ  $B_3$ , чем достигается неизменность тока  $I$  (сопротивление резистора  $R_0$  должно быть точно равно сопротивлению нагревателя термопары). Регулируя сопротивление резистора  $R_2$ , добиваются прежнего показания

нуль-индикатора, которое, очевидно, будет при равенстве действующего значения переменного тока  $I_{\sim}$  постоянному току  $I_{=}$ .

### 5.3. Контрольные вопросы к 5 главе

1. Дать определение приборам сравнения.
2. Назвать особенности измерения приборами сравнения.
3. Как устанавливается класс точности приборов сравнения?
4. Пояснить принцип действия 4-плечевого моста.
5. Вывести условие равновесия моста постоянного тока.
6. Получить из условия равновесия моста соотношение для погрешности измерения сопротивления.
7. Что такое чувствительность одинарного моста?
8. Получить условие максимальной чувствительности одинарного моста по напряжению.
9. Изобразить двойной мост и пояснить принцип измерения сопротивлений.
10. Пояснить работу 4-зажимного сопротивления в двойном мосте.
11. Получить условие равновесия двойного моста и формулу для расчета неизвестного сопротивления.
12. Почему плечи двойного моста должны регулироваться одновременно?
13. Каким образом определить оптимальный ток в цепи неизвестного сопротивления двойного моста?
14. Изобразить мост переменного тока для измерения емкости с использованием образцовой индуктивности. Написать условие равновесия и указать регулируемые элементы.
15. Записать условие равновесия моста переменного тока в показательной и алгебраической форме.
16. Мост для измерения индуктивности находится в неравновесном состоянии. Получить выражение для выходного напряжения в алгебраической форме и показать на векторной диаграмме его положение относительно напряжения источника питания.
17. Привести схему моста переменного тока для измерения емкости или индуктивности, который невозможно уравновесить.
18. Что такое нормальный элемент? Объяснить его устройство и назвать основные характеристики.
19. Как определить рабочий ток потенциометра постоянного тока и как он устанавливается?
20. Пояснить работу шунтирующей декады.
21. Изобразить соединение 3-х шунтирующих декад.



22. Изобразить соединение 3-х декад потенциометра с постоянным рабочим током (с дополняющими декадами).
23. Измерить потенциометром сопротивление, ток.
24. В чем особенность низкоомного потенциометра и как строится многодекадная электрическая схема?
25. Почему потенциометр переменного тока имеет две рабочие цепи?
26. Как создается сдвиг 90 градусов между рабочими токами компенсатора переменного тока? Какие известны фазосдвигающие устройства?
27. Почему потенциометры переменного тока имеют узкий частотный диапазон и невысокую точность измерения?
28. Что такое погрешность от неполной компенсации? Вывести формулы для определения погрешностей от неполной компенсации мостов и потенциометров постоянного тока.
29. Как рассчитать погрешность измерения, если часть измеряемой величины измерено прибором сравнения, а другая прибором непосредственной оценки?
30. Известно, что класс точности приборов сравнения определяется относительной погрешностью и обозначается в виде  $C / D$ . Рассмотреть пример расчета  $C$  и  $D$  для потенциометра постоянного тока. Исходные данные для рассматриваемого примера можно задать произвольно.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Арутюнов В.О. Электрические измерительные приборы и измерения. – М.: Энергоатомиздат, 1958. – 631 с.
2. Атамальян Э.Г. Приборы и методы измерения электрических величин: учебное пособие для студ. вузов. – М.: Высш. шк., 1989. – 384 с.
3. Векслер Н.С., Теплинский А.Н. Шунты переменного тока. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 120 с.
4. Вострокнутов Н.Н. Цифровые измерительные устройства. Теория погрешностей, испытания, поверка. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 208 с.
5. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
6. Гутников В.С. Применение ОУ в измерительных устройствах. – Л.: Энергия, 1975. – 120 с.
7. Измерение в электронике: справочник / под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987.
8. Евтихийев Н.Н. Измерение электрических и неэлектрических величин: учебное пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 357 с.
9. Полулях К.С. Электронные измерительные приборы. – М.: Высш. шк., 1966. – 400 с.
10. Попов В.С. Измерение среднеквадратичного значения напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
11. Электрические измерения: учебник для вузов / под ред. А.В. Фремке. – Л.: Энергия, 1980. – 392 с.
12. Электрические измерения: учебное пособие для вузов / В.Н. Малиновский, Р.М. Демидова-Панферова, Ю.Н. Евланов и др.; под ред. д-ра техн. наук В.Н. Малиновского. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
13. Орешников В.В. Электроизмерительные приборы непосредственной оценки: справочное пособие. – М.: Машиностроение, 1964.
14. Электрические измерения: учебник для вузов / Л.И. Байда, Н.С. Добротворский, Е.М. Душин и др.; под ред. А.В. Фремке и Е.М. Душина. – Л.: Энергия, 1980. – 392 с., ил.
15. Электрические измерения электрических и неэлектрических величин: учебник / под ред. Е.С. Полищука. – Киев.: Вища школа, 1984. – 659 с.

Учебное издание

МИЛЯЕВ Дмитрий Васильевич

# АНАЛОГОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебное пособие

Научный редактор  
*доктор технических наук,  
профессор А.Е. Гольдштейн*


Редактор *Е.О. Фукалова*  
Компьютерная верстка *В.П. Аршинова*  
Дизайн обложки *О.Ю. Аршинова*

Подписано к печати 28.12.2009. Формат 60x84/16. Бумага «Снегурочка».  
Печать XEROX. Усл. печ. л. 14,54. Уч.-изд. л. 13,15.  
Заказ 1785-09. Тираж 200 экз.



Томский политехнический университет  
Система менеджмента качества  
Томского политехнического университета сертифицирована  
NATIONAL QUALITY ASSURANCE по стандарту ISO 9001:2008



ИЗДАТЕЛЬСТВО  ТПУ . 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30  
Тел/факс: +7 (3822) 56-35-35, [www.tpu.ru](http://www.tpu.ru)